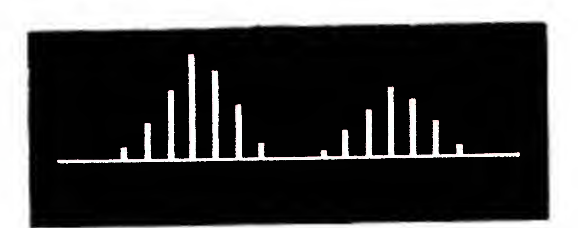
Библиотека по автоматике

Б. Я. Жуховицкий

СИГНАЛЫ ТЕЛЕМЕХАНИКИ И ИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 305

Б. Я. ЖУХОВИЦКИЙ

СИГНАЛЫ ТЕЛЕМЕХАНИКИ И ИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Издание второе, дополненное и переработанное



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1968

6П2.154
Ж 83
УДК 621.398

Жуховицкий Б. Я.

Ж 83 Сигналы телемеханики и их преобразования Изд. 2-е, переработ. и доп. М., «Энергия», 1968.

96 с. с илл. (Б-ка по автоматике. Вып. 305).

В книге рассмотрены спектры периодических и непериодических сигналов устройств телемеханики, а также методы и схемы модуляции и демодуляции, применяемые в аппаратуре промышленных систем телемеханики для согласования спектров сигналов с полосами пропускания предоставленных каналов связи.

Книга рассчитана на широкий круг лиц, интересующихся телемеханикой, в особенности на инженерно-технических работников, не имеющих специальной подготовки в области телемеханики, и студентов, специализирующихся в области автоматизации и телемеханизации производства.

3-3-13
255-68 **6П2.154**

Жуховицкий Борис Яковлевич

Сигналы телемеханики и их преобразования

Редактор *Г. В. Микуцкий*
Технический редактор *Г. Г. Самсонова* Корректор *Г. Г. Желтова*

Сдано в набор 18/IV 1968 г. Подписано к печати 27/VIII 1968 г. Т-09578
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 5,04 Уч.-изд. л. 6,11
Тираж 18 000 экз. Цена 31 коп. Зак. 1232
Издательство „Энергия“. Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

С развитием и внедрением в различные области техники систем телеизмерения, телесигнализации и телеуправления необходимо передавать информацию на все большие расстояния и во все большем объеме. В подавляющем числе телемеханических устройств информация передается по каналам связи при помощи электрических сигналов (напряжений, токов, электромагнитных волн). Для передачи сигналов телемеханических устройств используются воздушные и кабельные линии телефонной и телеграфной связи, линии электропередачи и линии радиосвязи, в том числе радиорелейные.

Стоимость линий связи или обработки линий электропередачи очень часто превышает стоимость телемеханической аппаратуры. Поэтому применяется многоканальная связь с частотным или временным разделением сигналов телеуправления отдельными объектами, сигналов телеизмерения различных параметров (физических величин), сигналов состояния контролируемых объектов и сигналов телефонной связи.

При выборе способа передачи телемеханической информации стоимость сооружения канала связи служит важным критерием. Однако решающим условием в большинстве случаев является надежность связи, т. е. мера соответствия принятых сообщений переданной информации.

Надежность связи зависит от технической исправности аппаратуры канала, от вида и интенсивности помех, действующих в канале, от линейных и нелинейных искажений сигналов в канале связи. Степень искажения сигналов при их передаче по выбираемому каналу связи и помехоустойчивость относительно каждого вида помех определяются основными характеристиками сигналов: длительностью, мощностью и прежде всего полосой частот, занимаемой электрическими сигналами, при помощи которых передается сообщение.

В этой работе рассмотрены спектры различных электрических сигналов, передаваемых по каналам связи, до модуляции и после модуляции, описаны типичные схемы модуляторов и демодуляторов, применяемых в аппаратуре многоканальной связи. Кроме того, приводятся краткие сведения о частотных характеристиках воздушных и кабельных линий электропередачи и электропроводной связи.

Настоящий выпуск дополняет серию книг «Библиотека по автоматике», посвященную передаче телемеханической информации: В. С. Малов, «Телемеханика» (вып. 123); Р. Р. Васильев и Г. А. Шастова, «Передача телемеханической информации» (вып. 19); В. А. Ильин, «Системы телемеханики для рассредоточенных объ-

ектов» (вып. 15); А. А. Ильин, «Разветвленные силовые сети как каналы связи для телемеханики» (вып. 38); Я. А. Купершмидт, В. С. Малов, А. М. Пшеничников, «Современные телеизмерительные системы» (вып. 44); Л. Б. Венчковский, «Помехи в каналах телемеханики» (вып. 170); Ю. И. Чугин, «Помехоустойчивость частотных систем телемеханики» (вып. 184).

Во второе издание внесен ряд дополнений (энергия периодических и модулированных сигналов, спектры косинусоидального и короткого импульсов, ширина спектра радиоимпульса, текущий спектр последовательности прямоугольных импульсов, фазовая манипуляция и др.); исключены и заменены новыми описания и схемы устаревшей аппаратуры.

Автор выражает признательность редактору книги Г. В. Микуцкому, давшему ряд ценных указаний и советов по содержанию книги.

Автор

Глава первая

СИГНАЛЫ И КАНАЛЫ ТЕЛЕМЕХАНИКИ И СВЯЗИ

1. ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ И РЯД ФУРЬЕ

В аппаратуре автоматики и телемеханики, проводной и радиосвязи часто действуют периодические электродвижущие силы и напряжения синусоидальной (простой гармонической) и несинусоидальной форм.

Синусоидальные э. д. с. и напряжения создают генераторы несущих колебаний в аппаратуре с амплитудным, частотным или фазовым методами модуляции, генераторы многочастотных систем телеуправления, передатчики частотных систем телеизмерения и др.

График напряжения синусоидальной формы

$$u(t) = U_m \sin(\Omega_1 t + \psi_1)$$

показан на рис. 1. Здесь $u(t)$ — мгновенное значение напряжения, т. е. напряжение в любой момент времени t; U_m — его амплитуда, $\Omega_1 = 2\pi/T$ — угловая частота; T — период; ψ_1 — начальная фаза (на рисунке выбрано $\psi_1 > 0$). Это же напряжение можно записать с косинусоидальной функцией вместо синусоидальной

$$u(t) = U_m \cos(\Omega_1 t + \varphi_1),$$

где

$$\varphi_1 = \psi_1 - 90°.$$

Периодические несинусоидальные э. д. с. и напряжения создают импульсные генераторы, генераторы гармоник, выпрямители, нелинейные элементы в цепях синусоидального тока, различные датчики и многие другие устройства и приборы. В качестве примера на рис. 2 показан график периодического несинусоидального напряжения, которое получается при непрерывно повторяющейся зарядке конденсатора от источника постоянного напряжения U_0 и его разрядке через активное сопротивление:

$$u(t) = \begin{cases} U_0 - (U_0 - U_2)\, e^{-\alpha_1 t} & \text{при } 0 \leqslant t \leqslant t_1; \\ U_1 e^{-\alpha_2 (t - t_1)} & \text{при } t_1 \leqslant t \leqslant T. \end{cases}$$

Коэффициенты α_1 и α_2 показывают скорость зарядки и разрядки и зависят от емкости конденсатора и величин активных сопротивлений цепей зарядки и разрядки.

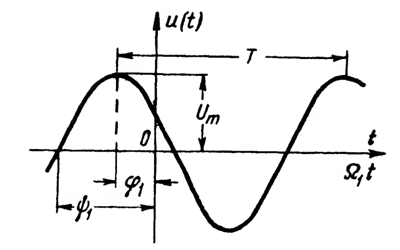


Рис. 1. Синусоидальное напряжение.

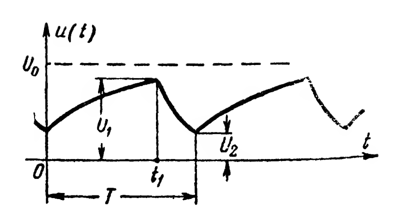


Рис. 2. Периодическое несинусоидальное напряжение.

В общем виде это напряжение, как и другие периодические функции (э. д. с., токи, заряды, магнитные потоки и т. д.) $f(t)$, можно записать так:

$$f(t)=f(t+nT).$$

Здесь T — период, n — любое целое положительное или отрицательное число.

а) Ряд Фурье в тригонометрической форме

Периодические функции $f(t)$ раскладываются в ряд Фурье, причем ограничения, накладываемые условиями Дирихле на функции $f(t)$, для напряжений и токов аппаратуры телемеханики и связи несущественны:

$$f(t)=c_0+c_1\sin(\Omega_1 t+\psi_1)+$$
$$+c_2\sin(\Omega_2 t+\psi_2)+\ldots=$$
$$=c_0+\sum_{k=1}^{\infty} c_k\sin(k\Omega_1 t+\psi_k). \qquad (1)$$

Это разложение показывает, что периодическое напряжение (ток) произвольной формы можно представить состоящим из напряжения постоянной величины c_0 и бесконечного числа гармонических (синусоидальных) колебаний с амплитудами c_k, частотами $k\Omega_1$ и начальными фазами ψ_k. Частота основного гармонического колебания ($k=1$) равна частоте повторения периодического напряжения $\Omega_1=2\pi/T$; частоты других колебаний ($k>1$) кратны частоте Ω_1. Гармоническое колебание $c_1\sin(\Omega_1 t+\psi_1)$ называется первой или основной гармоникой, а остальные колебания — высшими гармониками.

Ряд Фурье можно записать и с косинусоидальными функциями вместо синусоидальных

$$f(t)=d_0+\sum_{k=1}^{\infty} d_k\cos(k\Omega_1 t+\varphi_k) \qquad (2)$$

или в виде суммы двух рядов косинусоидальных и синусоидальных составляющих без начальных фаз

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\Omega_1 t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\Omega_1 t. \qquad (3)$$

Очевидно, что

$$d_0 = c_0 = a_0; \quad a_k = d_k \cos \varphi_k = c_k \sin \psi_k; \quad b_k = -d_k \sin \varphi_k = c_k \cos \psi_k$$

и, наоборот,

$$d_k = c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \operatorname{tg} \varphi_k = \frac{-b_k}{a_k};$$

$$\operatorname{tg} \psi_k = \frac{a_k}{b_k}, \text{ т. е. } \psi_k - \varphi_k = 90^\circ.$$

Чтобы разложить периодическую функцию в ряд Фурье, нужно тем или иным путем определить амплитуды и начальные фазы всех гармоник, а также постоянную составляющую.

Аналитически разложение выполняется по формулам:

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\,d\Omega_1 t; \qquad (4а)$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos k\Omega_1 t\,dt =$$

$$= \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\cos k\Omega_1 t\,dt =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\cos k\Omega_1 t\,d\Omega_1 t; \qquad (4б)$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\sin k\Omega_1 t\,dt = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\sin k\Omega_1 t\,dt =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(t)\sin k\Omega_1 t\,d\Omega_1 t. \qquad (4в)$$

Известны также графические методы разложения в ряд Фурье при помощи приближенных выражений или шаблонов.

Если периодическое напряжение или ток (сигнал) представлены рядом Фурье, то расчет линейной электрической цепи, а также анализ работы аппаратуры телемеханики и связи при действии такого сигнала можно во многих случаях заменить расчетом и анализом при действии отдельных гармонических (синусоидальных или косинусоидальных) составляющих.

б) Ряд Фурье в комплексной форме

Линейные цепи при действии синусоидальных напряжений обычно рассчитываются **символическим (комплексным) методом**. Поэтому и ряд Фурье записывают в комплексной форме.

Заменим в ряде (3) косинус и синус по формулам Эйлера

$$\cos k\Omega_1 t = \frac{1}{2}\left(e^{jk\Omega_1 t} + e^{-jk\Omega_1 t}\right);$$

$$\sin k\Omega_1 t = \frac{1}{2j}\left(e^{jk\Omega_1 t} - e^{-jk\Omega_1 t}\right).$$

Тогда получим:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty}\left[\frac{1}{2}(a_k - jb_k)\, e^{jk\Omega_1 t} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2}(a_k + jb_k)\, e^{-jk\Omega_1 t}\right].$$

Вводя комплексные амплитуды $\dot{D}_k = (a_k - jb_k)/2$, их сопряженные значения $\overset{*}{D}_k = (a_k + jb_k)/2$ и обозначая $D_0 = a_0$, найдем, что

$$f(t) = D_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \dot{D}_k e^{jk\Omega_1 t} + \sum_{k=1}^{\infty} \overset{*}{D}_k e^{-jk\Omega_1 t} \qquad (5)$$

или сокращенно

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{D}_k e^{jk\Omega_1 t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{D}_k e^{j\Omega_k t}, \qquad (6)$$

где $\dot{D}_0 = D_0$; $\dot{D}_{-k} = \overset{*}{D}_k$; $\Omega_k = k\Omega_1$ — частота k-й гармоники.

При такой записи ряда Фурье периодический сигнал заменяется суммой простых гармонических колебаний как с положительными частотами ($k>0$), так и с отрицательными частотами ($k<0$). Конечно, отрицательные частоты не имеют здесь физического смысла. Они появляются в результате применения символического метода расчета и анализа электрических цепей.

Действительно, каждое слагаемое первого ряда в выражении (5) можно представить как вектор на комплексной плоскости (рис. 3), вращающийся с частотой $k\Omega_1$ (т. е. в положительном направлении отсчета углов—против направления движения часовой стрелки). Каждое слагаемое второго ряда — вектор, вращающийся в обратном направлении. Так как $\dot{D}_k$ и $\overset{*}{D}_k$ — комплексно сопряженные величины, то сумма векторов в любой момент времени дает вектор, направленный по вещественной оси, т. е. k-ю гармоническую составляющую вещественной функции времени $f(t)$.

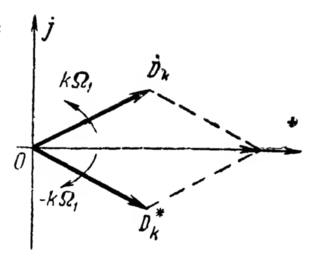


Рис. 3. Векторная диаграмма комплексно сопряженных величин.

Отрицательная частота — $k\Omega_1$ только указывает направление вращения вектора.

Комплексная амплитуда $\dot{D}_k$ определяется по формуле

$$\dot{D}_k = D_k e^{j\varphi_k} = \frac{1}{2}(a_k - jb_k) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\left[\cos k\Omega_1 t - j\sin k\Omega_1 t\right] dt = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\, e^{-jk\Omega_1 t}\, dt =$$

$$= \frac{\Omega_1}{2\pi}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\, e^{-j\Omega_k t}\, dt. \qquad (7)$$

Здесь $D_k = \frac{1}{2}\sqrt{a_k^2 + b_k^2} = d_k/2$ — модуль (величина) комплексной амплитуды, φ_k — аргумент комплексной амплитуды или начальная фаза гармонического колебания. При $k = 0$ по-прежнему

$$D_0 = a_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\, dt =$$

$$= \frac{\Omega_1}{2\pi}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\, dt = d_0. \qquad (8)$$

2. СПЕКТРЫ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И НЕОБХОДИМАЯ ШИРИНА ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

а) Дискретный спектр

Представить периодический сигнал с заданным периодом T рядом Фурье — это значит найти амплитуды и начальные фазы всех его гармонических составляющих. Совокупность амплитуд называют **спектром амплитуд** сигнала, а совокупность начальных фаз — **спектром фаз.** Когда говорят об определении спектра периодического сигнала (напряжения или тока), то имеют в виду именно разложение в ряде Фурье. В общем случае необходимо найти как спектр амплитуд, так и спектр фаз сигнала. Во многих частных случаях достаточно рассчитать только спектр амплитуд сигнала, который для краткости назовем просто спектром.

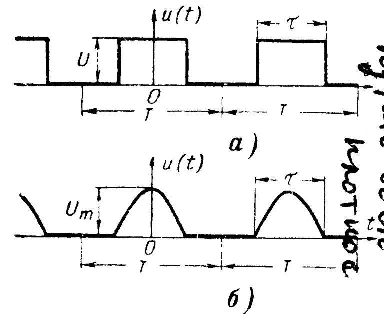


Рис. 4. Периодически повторяющиеся импульсы.

а — прямоугольные; *б* — косинусоидальные.

Определим спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 4,*а*) длительностью τ и с периодом следования T. Напряжение такой формы нередко действует в каналах связи и часто рассматривается как основной периодический сигнал при исследовании передачи информации по каналам связи.

Для этого сигнала по формулам (4):

$$d_0 = a_0 = \frac{1}{T}\int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} U\,dt = U\frac{\tau}{T};$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int\limits_{-\tau/2}^{\tau/2} U\cos k\Omega_1 t\,dt = \frac{2U}{k\pi}\sin k\frac{\tau}{T}\pi;$$

$$b_k = 0,\ \text{т. е. } \varphi_k = 0 \text{ или } \pi \text{ и } d_k = |a_k|.$$

Следовательно, напряжение можно представить рядом Фурье

$$u(t) = U\left[\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi}\left(\sin\frac{\tau}{T}\pi\cos\Omega_1 t + \frac{1}{2}\sin 2\frac{\tau}{T}\pi\cos 2\Omega_1 t + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{3}\sin 3\frac{\tau}{T}\pi\cos 3\Omega_1 t + \cdots\right)\right] =$$

$$= U\frac{\tau}{T}\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} 2\frac{\sin k\Omega_1\tau/2}{k\Omega_1\tau/2}\cos k\Omega_1 t\right]. \qquad (9)$$

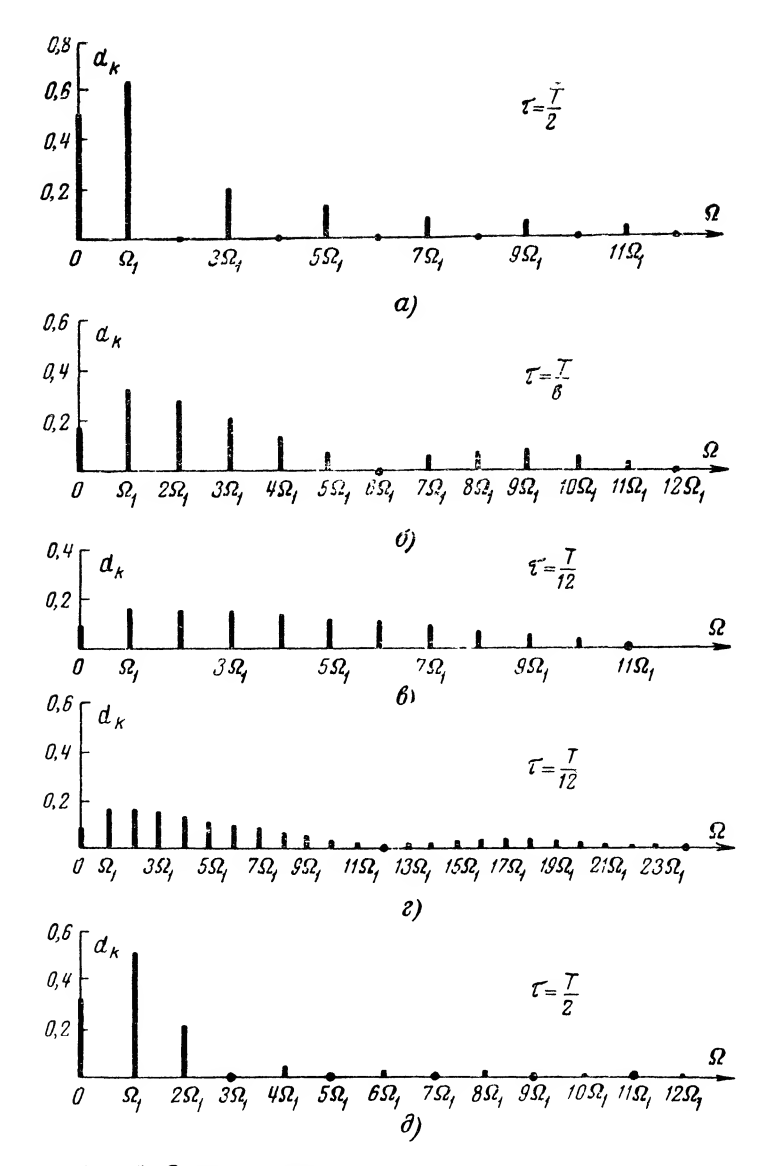


Рис. 5. Спектры периодически повторяющихся импульсов.
а — прямоугольных при $\tau=T/2$; *б* — прямоугольных при $\tau=T/6$; *в* и *г* — прямоугольных при $\tau=T/12$; *д* — косинусоидальных при $\tau=T/2$.

В частности, при $\tau=T/2$ напряжение записывается как знакочередующийся ряд

$$u(t)=\frac{U}{2}+\sum_{k}\frac{2}{\pi}\frac{U}{k}(-1)^{\frac{3k+1}{2}}\cos k\Omega_1 t, \qquad (9а)$$

где $k=1, 3, 5, 7...$

Спектр амплитуд сигнала, т. е. совокупность величин d_k (или D_k), изображают графически в виде спектральных линий, длины которых пропорциональны амплитудам гармоник (рис. 5). Такой спектр называют линейчатым или дискретным (прерывистым). Спектр фаз φ_k также линейчатый, причем в рассматриваемом частном случае φ_k может иметь только два значения: 0 или π.

У периодических сигналов расстояния между соседними спектральными линиями одинаковы и равны основной частоте $\Omega_1=2\pi/T$ (частоты высших гармоник кратны основной частоте). Амплитуды некоторых гармонических составляющих могут быть равны нулю (например, равны нулю амплитуды четных гармоник на рис. 5,*а*, где принято $\tau=T/2$ и $U=1$; 6, 12, 18-й... гармоник на рис. 5,*б*, где принято $\tau=T/6$ и $U=1$).

С изменением длительности импульса τ при том же периоде следования импульсов T или с изменением периода T при постоянной длительности τ спектр существенно преобразуется. Если длительность импульсов растет, то увеличивается удельный вес постоянной составляющей и гармоник с небольшими порядковыми номерами, а удельный вес высших гармоник падает. Это видно из сравнения спектров рис. 5,*б* и *а*. Например, 9-я гармоника спектра рис. 5,*б* составляет 22% от амплитуды основной гармоники, а та же гармоника спектра на рис. 5,*а* — только 11%. Если, наоборот, уменьшить длительность импульсов τ, то удельный вес гармоник с небольшим порядковым номером уменьшается, а удельный вес высших гармоник растет (рис. 5,*в*, где выбрано $\tau=T/12$).

При изменении не длительности импульсов τ, а периода их повторения T спектр амплитуд становится реже или гуще. Так, с увеличением периода T основная частота уменьшается ($\Omega_1=2\pi/T$) и спектр становится гуще (рис. 5,*г*). Удельный вес гармоник спектра на рис. 5,*г* такой же, как на рис. 5,*в*, так как оба спектра построены при одинаковой скважности $T/\tau=12$.

Спектры периодических несинусоидальных сигналов различной формы, но с одинаковым периодом T содержат одни и те же гармонические составляющие (основную гармонику и кратные ей высшие гармоники). Однако амплитуды гармонических составляющих различны для разных сигналов. Например, на рис. 4,*б* показан график напряжения после однополупериодного выпрямления (у косинусоидального напряжения срезаны отрицательные полуволны так, что получилась периодическая последовательность косинусоидальных импульсов с $\tau=T/2$). На рис. 5,*д* изображен спектр амплитуд этого напряжения при $U_m=1$. На рис. 5,*а*, как указывалось, дан спектр амплитуд также периодической последовательности импульсов при том же периоде T и $\tau=T/2$, но прямоугольной формы. Как ясно из сопоставления рис. 5,*д* и *а*, спектры последовательностей импульсов разной формы существенно отличаются. В рассмотренном примере это различие особенно подчеркивается тем, что у спектра на рис. 5,*а* равны нулю амплитуды всех четных гармоник, а у спектра на рис. 5,*д* всех высших нечетных гармоник.

Подчеркнем еще раз, что на рис. 5 представлен спектр амплитуд d_k ряда Фурье в вещественной форме (2). Если построить аналогичный спектр модулей комплексных амплитуд $\dot{D}_k$ ряда Фурье в комплексной форме (6), то все спектральные линии будут вдвое короче ($D_k = d_k/2$), кроме линии, изображающей постоянную составляющую ($D_0 = d_0$).

б) Полоса частот периодических сигналов

Наиболее простой спектр амплитуд (и фаз) у гармонического сигнала $u = u(t) = U_m \cos(\Omega_1 t + \varphi_1)$ — одна спектральная линия на частоте Ω_1. Такой простейший спектр встречается в различных устройствах телемеханики. Например, в аппаратуре частотной системы телемеханики ТНЧ-2 [Л. 1] частота сигнала (от 44 до 27 *гц*) пропорциональна величине измеряемого параметра. При относительно медленном изменении величины измеряемого параметра (по сравнению с периодом сигнала) в каждый данный момент времени можно считать сигнал синусоидальным (см. § 4). Поэтому практически спектр состоит из одной спектральной линии в диапазоне частот 27—44 *гц*. В некоторых частотных системах телесигнализации первичные сигналы также представляются одной спектральной линией.

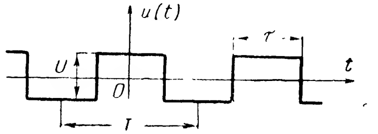


Рис. 6. Двухполярные прямоугольные импульсы.

Для телеуправления рассредоточенными объектами по электрическим распределительным сетям, например централизованного включения уличного освещения, применяются синусоидальные сигналы с частотой до 2 *кгц*. Длительность сигнала обычно не менее 10 *сек*, но может быть увеличена и до 3 *мин*. При такой длительности сигнала можно принимать во внимание только одну спектральную линию с выбранной частотой в диапазоне до 2 *кгц*. Полоса частот сигнала определяется возможной нестабильностью генератора. Поэтому необходимая полоса пропускания канала связи очень узкая, на какой бы из частот диапазона ни работала система.

В телеизмерении наряду с частотными широко применяются частотно-импульсные системы, в которых величина измеряемого параметра преобразуется в частоту импульсов постоянного тока. Сигналы таких систем в виде однополярных импульсов с $T = 2\tau$ показаны на рис. 4,*а*. В случае двухполярных импульсов (рис. 6) получается такой же спектр, как на рис. 5,*а*, в котором только отсутствует постоянная составляющая. В действительности величина измеряемого параметра не остается постоянной и частота следования импульсов или период T изменяются. Так, в системах телеизмерения, разработанных ЦЛЭМ Мосэнерго и ЦНИИКА [Л. 1], частота следования импульсов может изменяться в пределах от 4 до 20 *гц*. Строго говоря, такой сигнал нельзя считать периодическим и определять его спектр простым разложением в ряд Фурье. Однако при малой скорости изменения величины измеряемого параметра по сравнению со скоростью передачи можно принять сигнал практически периодическим и рассчитывать спектральные составляющие по формулам (4) или (7) и (8) [см. также § 4].

Теоретически для большинства периодических функций спектр не ограничен, т. е. для передачи сигналов телемеханики без изменения формы необходима бесконечно большая полоса пропускания канала связи и отсутствие амплитудных и фазовых искажений.

Практически все каналы связи имеют ограниченную полосу пропускания, и форма сигналов при передаче по каналу изменяется даже при отсутствии в этой полосе амплитудных и фазовых искажений. Чем у́же сохраняемая полоса частот сигнала, тем заметнее искажение его формы. Для иллюстрации на рис. 7 показано изменение формы двухполярных прямоугольных импульсов при сохранении в спектре только основной гармоники Ω_1 (рис. 7,*а*), первой и третьей гармоник Ω_1 и $\Omega_3=3\Omega_1$ (рис. 7,*б*) и при ограничении спектра частотой $\Omega_5=$ $=5\Omega_1$ (рис. 7,*в*).

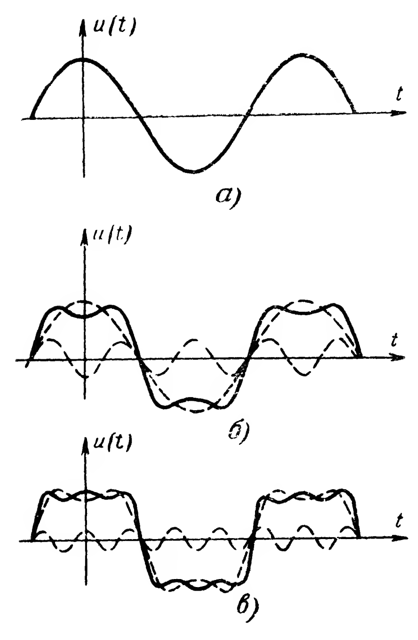


Рис. 7. Форма сигнала при ограничении спектра последовательности прямоугольных импульсов.

а — первой гармоникой; *б* — третьей гармоникой; *в* — пятой гармоникой.

В системах промышленной телемеханики часто ограничивают полосу частотой Ω_5 или даже Ω_3, считая, что получается достаточная точность передачи информации. При таком ограничении спектра и наибольшей частоте следования 20 *гц* необходимая полоса частот $F=$ $=5\cdot 20=100$ *гц* или $F=3\cdot 20=$ $=60$ *гц*.

В кодо-импульсных системах телеизмерения: двоичных, двоично-десятичных или единично-десятичных, а также во многих системах телеуправления каждая кодовая комбинация состоит из определенной последовательности прямоугольных импульсов и пауз. Кодовая комбинация, соответствующая данной величине измеряемого параметра или команде, может периодически передаваться по каналу связи. Спектр такого сигнала зависит, конечно, от того, какая именно кодовая комбинация передается. Но самым главным фактором, определяющим удельный вес высших гармоник спектра, остается наибольшая частота следования импульсов. Поэтому и для кодо-импульсных систем при определении практически необходимой ширины полосы частот выбирают сигнал в виде периодической последовательности импульсов (рис. 4,*а* или рис. 6). Параметр τ выбирается равным длительности самого короткого импульса среди всех встречающихся в кодовых комбинациях, период следования $T=2\tau$. В этом случае наибольшая частота следования импульсов $\Omega_{макс}=$ $=2\pi/T$ и частота основной гармоники спектра $\Omega_1=\Omega_{макс}$. Заметим, что величина, обратная длительности самого короткого импульса

(или паузы), называется скоростью передачи. Скорость передачи измеряется в бодах. Например, при $\tau=10$ *мсек* скорость передачи составляет 100 *бод*.

Периодическая комбинация импульсов и пауз может передаваться по каналу связи при телесигнализации. Так, в аппаратуре типа ВРТ-Ф [Л. 2] отключенное состояние объекта сигнализируется удлиненной паузой между импульсами, включенное — короткой. Циклы телесигнализации разделяются маркерными импульсами, которые в 6 раз длиннее короткой паузы или импульса между паузами. Скорость передачи до 50 *бод,* т. е. частота основной гармоники 25 *гц*. При ограничении спектра частотой 5-й гармоники ширина полосы частот сигнала составляет $F=5\cdot 25=125$ *гц*.

К кодо-импульсным относятся и телеграфные системы для передачи телеграмм двоичным пятиэлементным кодом Бодо. При передаче телеграмм по проводным линиям связи постоянным током скорость передачи, как правило, не превышает 50 *бод*, т. е. $\tau=20$ *мсек*, $T=40$ *мсек* и необходимая ширина полосы с передачей 3-й гармоники $F=3\cdot 10^3/40=75$ *гц*.

Простейшие телеграфные аппараты работают кодом Морзе. При ручной передаче телеграмм кодом Морзе скорость передачи составляет 20 слов в 1 *мин*. Необходимая полоса частот с передачей 3-й гармоники составляет всего 30 *гц*. Действительно, средняя длина слова русского языка 6 букв, средняя длительность одной буквы в 10 раз больше длительности самых коротких элементов сигнала-паузы между точками и тире в букве и самой точки. Поэтому длительность точки $\tau=\frac{1}{20\cdot 6\cdot 10/60}=\frac{1}{20}$ *сек*. Наименьший период $T=1/10$ *сек*, наибольшая частота 10 *гц* и необходимая ширина полосы $F=3\cdot 10=30$ *гц*.

Таким образом, для многих промышленных частотно-импульсных и кодо-импульсных систем телемеханики, как и для передачи сигналов телеграфа по проводам, оказывается достаточной полоса пропускания канала связи менее 100—200 *гц*.

В телеизмерении нередко применяются время-импульсные системы с периодом следования импульсов T до 1 до 60 *сек* (длиннопериодные) или менее 1 *сек* (короткопериодные). В этих системах величина измеряемого параметра преобразуется в пропорциональную ей длительность импульсов τ периодической последовательности (рис. 4). Например, во время-импульсной системе, разработанной ЦНИИКА [Л. 1], при изменении расхода газа или жидкости от 0 до 100% длительность импульса линейно изменяется от 300 до 1 700 *мсек*. Период повторения импульсов $T=2$ *сек* остается постоянным. При определении необходимой ширины полосы частот таких сигналов необходимо учесть, что сокращение спектра приводит не только к изменению формы импульса, но и к изменению его длительности. Изменение формы и длительности импульсов частотно-импульсных и кодо-импульсных систем допустимо в той мере, пока на приемной стороне искаженный импульс фиксируется как импульс, а не пауза между импульсами. Во время-импульсных системах изменение длительности импульса приводит к погрешности телепередачи. Уменьшение относительной погрешности от искажения формы импульсов можно достигнуть увеличением их длительности τ, а значит и периода T, т. е. применением длиннопериодных время-импульсных систем. При длительности периода $T=1$ *сек* основная частота спектра равна 1 *гц*, т. е. много меньше, чем в других системах телеиз-

мерения. При ширине полосы пропускания канала 100—140 *гц*, обычной при передаче сигналов телемеханики по проводным линиям, сохраняются высшие гармоники очень больших порядков и канал связи мало искажает форму импульсов.

В короткопериодных системах длительность импульсов значительно меньше. Например, в аппаратуре типа БТЦП 1/1 [Л. 2] длительность импульсов в зависимости от величины измеряемого параметра составляет от 5 до 15 *мсек*. Наименьшая длительность импульса соответствует скорости передачи 200 *бод*, т. е. основной частоте 100 *гц*.

Конечно, и для время-импульсных систем телеизмерения сигнал можно считать периодическим, когда скорость изменения величины измеряемого параметра и тем самым длительности импульса много меньше скорости передачи.

Очень широкая полоса частот нужна для передачи изображений (телевизионный сигнал). Необходимая полоса частот телевизионного сигнала зависит от требуемой четкости изображения, т. е. числа строк, на которое раскладывается изображение. Например, в стандартной аппаратуре телевизионных центров Советского Союза, а также во многих системах промышленного телевидения (типа ПТУ-101, ПТУ-102, ПТУ-103, «Марс» и др.) принято разложение на 625 строк. Длина строки изображения больше высоты в 4/3 раза. Поэтому для получения одинаковой четкости по горизонтали и по вертикали число различимых глазом элементов изображения вдоль строки должно быть $625 \cdot 4/3 = 833$. Общее число элементов, на которое нужно разложить изображение, составляет $625 \cdot 833 = 5 \cdot 10^5$. Такое число различимых элементов получится, если изображение состоит из чередующихся светлых (белых) и темных (черных) элементов (как на шахматной доске). В этом случае при передаче одного кадра (изображения) в секунду длительность передачи каждого элемента τ (черного или белого) составит $1/5 \cdot 10^5 = 2 \cdot 10^{-6}$ *сек*, причем ток имеет форму импульсов и пауз (рис. 4) с периодом $T = 2\tau = 4 \cdot 10^{-6}$ *сек*. В действительности в секунду передается 25 кадров (при такой частоте повторения кадров глаз не замечает разделения передачи на отдельные изображения). Следовательно, период сокращается в 25 раз или $T = 4 \cdot 10^{-6}/25$, а основная частота равна $25/4 \cdot 10^{-6} = 6{,}25 \cdot 10^6$ *гц* = 6,25 *Мгц*. Таким образом, для передачи только первой (основной) гармоники последовательности импульсов нужна полоса частот более 6 *Мгц*.

Импульсы такой малой длительности $\tau = T/2 = 4 \cdot 10^{-6}/50 = 0{,}08$ *мксек* получатся, если, например, передавать текст (буквы) или чертежи с толщиной линий в 1/625 высоты кадра или 1/833 его ширины. При большей толщине линий и при передаче изображений с постепенным переходом от белого к черному получаются импульсы большей длительности и без крутых фронтов. Для таких изображений полоса в 6 *Мгц*, выбранная у этой телевизионной аппаратуры и канала связи, достаточна, чтобы передать не только первую гармонику, но и ряд высших гармоник сигнала.

в) Энергия периодических сигналов

Средняя за период (активная) мощность или энергия периодического сигнала [см. формулу (2)] равна сумме активных мощностей или энергий постоянной составляющей и всех гармоник. Энергия гармонического колебания пропорциональна квадрату амплитуды напряжения или тока и не зависит от начальной фазы. Поэтому и энер-

гия периодического сигнала определяется только спектром амплитуд, т. е. удельным весом гармонических составляющих сигнала,

$$W = N\left(d_0^2 + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{\infty} d_k^2\right), \tag{10}$$

где N — коэффициент пропорциональности.

Например, для периодической последовательности прямоугольных импульсов (рис. 4,*а*) при $\tau = T/2$ получим, что постоянная составляющая и 1-я гармоника содержат более 90% энергии сигнала. После добавления 3-й гармоники получаем более 95% энергии. Спектр, ограниченный 5-й гармоникой, обеспечивает более 96% энергии сигнала. При дальнейшем увеличении числа гармоник естественно, что энергия все увеличивается, но прирост энергии становится все менее значительным. Так, для получения 99% энергии надо просуммировать энергии постоянной составляющей и всех гармоник до 21-й включительно.

3. СПЕКТРЫ НЕПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И НЕОБХОДИМАЯ ШИРИНА ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

а) Спектральная плотность

Для непериодического сигнала не существует конечного интервала времени T, отвечающего условию

$$f(t) = f(t + nT).$$

Наиболее просто и наглядно (хотя и не строго) спектр непериодического сигнала можно получить из спектра периодического сигнала (6), принимая, что период T стремится к бесконечности.

Обозначим интервал между соседними частотами, равный основной частоте Ω_1 (рис. 5), через $\Delta\Omega$. Тогда комплексная амплитуда любой k-й гармоники (7) будет определена выражением

$$\dot{D}_k = D_k e^{j\varphi_k} = \frac{\Delta\Omega}{2\pi}\int_{-T/2}^{T/2} f(t)\, e^{-j\Omega_k t}\, dt. \tag{11}$$

Чтобы найти спектр непериодического сигнала, положим, что $T \longrightarrow \infty$. В этом случае в последней формуле надо заменить $\Delta\Omega$ через $d\Omega$ и Ω_k через Ω, так как интервал между соседними частотами спектра стремится к нулю и спектр из дискретного с частотами Ω_1, $\Omega_2 = 2\Omega_1$, $\Omega_3 = 3\Omega_1$ и т. д. становится непрерывным, содержащим все частоты Ω. Комплексная амплитуда каждого гармонического колебания с частотой Ω становится бесконечно малой.

Обозначим комплексную бесконечно малую амплитуду колебания с частотой Ω через

$$\dot{D}(\Omega)\, d\Omega = D(\Omega)\, e^{j\varphi(\Omega)}\, d\Omega.$$

Тогда вместо выражения (11) получим:

$$\dot{D}(\Omega)\,d\Omega = \frac{d\Omega}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\,e^{-j\Omega t}\,dt,$$

откуда

$$\dot{D}(\Omega) = D(\Omega)\,e^{j\varphi(\Omega)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\,e^{-j\Omega t}\,dt. \qquad (12)$$

Из формулы (12), следует, что непериодический сигнал можно представить в виде бесконечного числа гармонических колебаний *с бесконечно малыми амплитудами* $D(\Omega)d\Omega$ и начальными фазами $\varphi(\Omega)$.

Если функция $f(t)$ удовлетворяет условию абсолютной интегрируемости, т. е. $\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|\,dt$ конечен, то при $T \to \infty$ постоянная составляющая (8) равна нулю и вычисления по формуле (12) не вызывают затруднений.

Мощность реальных сигналов не равна нулю, и энергия не бесконечно велика. Следовательно, сигнал ограничен во времени и условие абсолютной интегрируемости выполняется. В противном случае, имеющем теоретический интерес, при некоторых значениях частоты Ω амплитуды $D(\Omega)d\Omega$ становятся конечными и $\dot{D}(\Omega)$ принимает бесконечно большое значение. Тогда для вычисления $\dot{D}(\Omega)$ функцию $f(t)$ умножают на $e^{-\alpha t}$ $(\alpha > 0)$ при $t > 0$ и $e^{\alpha t}$ при $t < 0$, чтобы обеспечить абсолютную интегрируемость произведения $f(t)\,e^{-\alpha t}$ и $f(t)\,e^{\alpha t}$. После интегрирования α устремляют к нулю.

Таким образом, непериодические сигналы имеют непрерывный спектр от нулевой до бесконечно большой частоты; амплитуды всех гармонических колебаний (за исключением, может быть, некоторых) — бесконечно малые. Но спектры различных непериодических сигналов отличаются удельным весом отдельных гармонических составляющих, который как раз и характеризует комплексная величина $\dot{D}(\Omega)$. Эту величину называют спектральной функцией или спектральной плотностью.

Так как нам важен удельный вес отдельных гармонических составляющих, то масштаб спектральной плотности может быть выбран любой. Нередко масштаб изменяют так, чтобы множитель перед интегралом в выражении (12) был не $1/2\pi$, а $1/\sqrt{2\pi}$ или $1/\sqrt{2}$. Особенно часто масштаб изменяют в 2π раз и определяют спектральную плотность выражением

$$\dot{G}(\Omega) = G(\Omega)\,e^{j\varphi(\Omega)} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\,e^{-j\Omega t}\,dt. \qquad (13)$$

Формулы (12), (13) связывают непериодическую функцию с ее спектральной плотностью и называются **прямым преобразованием Фурье (интегралом Фурье)**.

б) Спектр одиночного прямоугольного импульса

Найдем спектр, т. е. рассчитаем спектральную плотность одиночного прямоугольного импульса длительностью τ (рис. 8).

Согласно (13)

$$\dot{G}(\Omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U e^{-j\Omega t}\, dt = \frac{2U}{\Omega} \sin \Omega\tau/2, \tag{14}$$

откуда

$$G(\Omega) = \frac{2U}{\Omega} \left| \sin \Omega\tau/2 \right|, \tag{15}$$

а $\varphi(\Omega)$ равно 0, когда синус положительный, и π, когда синус отрицательный.

Спектры $G(\Omega)$ и $\varphi(\Omega)$ показаны на рис. 9. Значение угла $\varphi(\Omega)$ повторяется периодически через интервал $4\pi/\tau$.

К вопросу о практически необходимой ширине спектра одиночного импульса можно подойти по-разному. Часто считают необходимой шириной спектра полосу частот F, определяемую уравнением

$$F\tau = 1. \tag{16}$$

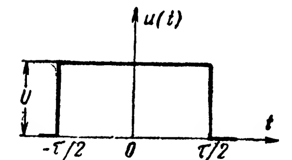


Рис. 8. Прямоугольный импульс.

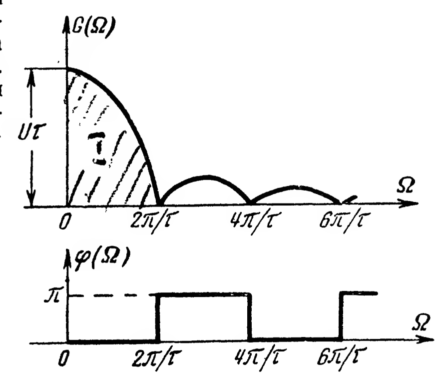


Рис. 9. Спектры амплитуд и фаз прямоугольного импульса.

Эта полоса частот соответствует первому нулевому значению спектральной плотности $G(\Omega)$ на рис. 9. Действительно, из уравнения (16) $F=1/\tau$ и угловая частота $\Omega_0=2\pi F=2\pi/\tau$.

Необходимую ширину спектра можно определить и из энергетических соображений.

Как указывалось, мощность и энергия гармонического сигнала (напряжения, тока) пропорциональны квадрату амплитуды. Мощность и энергия периодического сигнала произвольной формы пропорциональны сумме квадратов амплитуд всех гармонических составляющих. Энергия непериодического сигнала, например импуль-

са, пропорциональна интегралу от квадрата спектральной плотности

$$W = N \int_0^\infty G^2(\Omega)\, d\Omega,$$

где N — коэффициент пропорциональности. Поэтому по зависимости спектральной плотности от частоты $G(\Omega)$ можно судить о распределении энергии в спектре непериодического сигнала и выбрать необходимую ширину спектра.

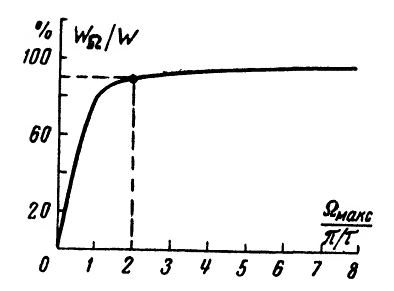


Рис. 10. Зависимость энергии импульса от ширины сохраняемой части спектра.

Рис. 11. Косинусоидальный импульс произвольной длительности.

Если спектр сигнала ограничивается частотой $\Omega_{макс}$, то энергия уменьшается до значения

$$W_\Omega = N \int_0^{\Omega_{макс}} G^2(\Omega)\, d\Omega.$$

Зависимость энергии W_Ω от наибольшей частоты ограничения $\Omega_{макс}$ спектра прямоугольного импульса показана на рис. 10. Из рис. 9 и 10 следует, что наибольшее энергетическое значение имеют составляющие низкочастотной части спектра импульса. С ростом ширины сохраняемой части спектра от нуля до величины $\Omega_{макс} = \Omega_0 = 2\pi/\tau$ или $\frac{\Omega_{макс}}{\pi/\tau} = 2$ энергия W_Ω быстро увеличивается и достигает 90% всей энергии W. При дальнейшем увеличении спектра энергия W_Ω нарастает все медленнее. Таким образом, при ширине спектра $\Omega_{макс} = 2\pi/\tau$ или $F = 1/\tau$ обеспечивается передача значительной части энергии сигнала. Чем короче импульс (меньше τ), тем более широкий спектр должен быть сохранен (в общем случае этот вывод следует из теоремы об изменении масштаба).

Одиночные прямоугольные импульсы передаются во многих системах телесигнализации и телеуправления. При другой форме импульса получается иной спектр и необходимая ширина спектра. Так, например, для косинусоидального импульса $u(t) = U_m \cos \Omega_1 t$ дли-

тельностью τ (рис. 11) спектральная плотность

$$\dot{G}(\Omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m \cos\Omega_1 t\, e^{-j\Omega t}\, dt$$

или, если заменить $\cos\Omega_1 t$ по формуле

$$\cos\Omega_1 t = \frac{1}{2}\left(e^{j\Omega_1 t} + e^{-j\Omega_1 t}\right),$$

то

$$\dot{G}(\Omega) = \frac{U_m}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j(\Omega-\Omega_1)t}\, dt + \frac{U_m}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j(\Omega+\Omega_1)t}\, dt =$$

$$= \frac{U_m}{\Omega-\Omega_1}\sin(\Omega-\Omega_1)\frac{\tau}{2} + \frac{U_m}{\Omega+\Omega_1}\sin(\Omega+\Omega_1)\frac{\tau}{2}. \qquad (17)$$

В случае $\tau = T/2 = \pi/\Omega_1$ (рис. 12) из (17) получается:

$$\dot{G}(\Omega) = 2U_m\frac{\Omega_1}{\Omega_1^2 - \Omega^2}\cos\frac{\pi}{2}\frac{\Omega}{\Omega_1},$$

откуда

$$G(\Omega) = 2U_m\frac{\Omega_1}{|\Omega_1^2 - \Omega^2|}\left|\cos\frac{\pi}{2}\frac{\Omega}{\Omega_1}\right|.$$

Спектр $G(\Omega)$ показан на рис. 13.

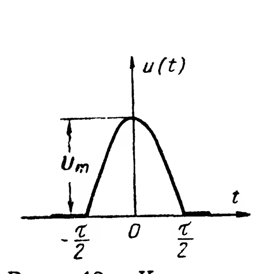


Рис. 12. Косинусоидальный импульс длительностью $T/2$.

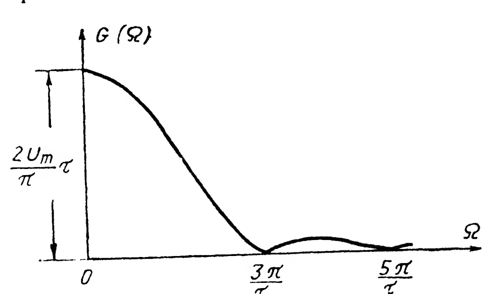


Рис. 13. Спектр косинусоидального импульса длительностью $T/2$.

Если считать необходимой шириной спектра полосу частот до первого нулевого значения спектральной плотности, то (рис. 13) $\Omega_0 = 3\pi/\tau$ или $F = 3/2\tau$. Таким образом, для косинусоидального импульса необходимая ширина спектра определяется не из условия $F\tau = 1$ [уравнение (16)], а из условия $F\tau = 3/2$.

Для импульса произвольной формы $u=u(t)$ длительностью τ спектральная плотность

$$\dot{G}(\Omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} u e^{-j\Omega t}\, dt.$$

В полосе частот $\Omega = 0 \div \Omega_{\text{гр}}$, для которой $\Omega_{\text{гр}} \ll 1/\tau$, можно считать $e^{-j\Omega t} \approx 1$, так как время $|t| \leqslant \tau/2$. Поэтому в полосе частот $0 \div \Omega_{\text{гр}}$

$$\dot{G}(\Omega) \approx \int_{-\tau/2}^{\tau/2} u\, dt = S,$$

где S — площадь импульса $u(t)$.

Таким образом, спектральная плотность импульса постоянна и равна площади импульса при частотах, для которых справедливо условие $\Omega \ll 1/\tau$. Чем короче импульс, тем в большем интервале частот можно считать спектральную плотность постоянной.

В системах циклической передачи данных телеизмерения или команд телеуправления вместо последовательности импульсов также иногда рассматривают передачу отдельных импульсов. Такая замена оправдана в том случае, когда переходные процессы, возникающие в аппаратуре при передаче одного импульса, заканчиваются до момента возникновения следующего импульса.

в) Спектр косинусоидального напряжения

Составим спектр косинусоидального напряжения $u=U_m \cos \Omega_1 t$, включаемого в момент $t=0$ (рис. 14). Так как напряжение изменяется по этому закону только с момента $t=0$, а при $t<0$ напряжение равно нулю, то рассматриваемая функция непериодическая и ее спектр не может быть представлен всего одной спектральной линией. Условиям абсолютной интегрируемости эта функция не удовлетворяет, так как $\int_0^\infty U_m |\cos \Omega_1 t|\, dt = \infty$. Поэтому при вычислении спектральной плотности по формуле (13) предварительно умножим u на $e^{-\alpha t}$:

$$\int_0^\infty U_m \cos \Omega_1 t \cdot e^{-\alpha t} e^{-j\Omega t}\, dt = U_m \frac{\alpha + j\Omega}{\alpha^2 + 2j\Omega\alpha - \Omega_1^2 + \Omega^2},$$

а затем устремим $\alpha \to 0$. В результате получим искомую спектральную плотность

$$\dot{G}(\Omega) = U_m \frac{j\Omega}{\Omega^2 - \Omega_1^2} = \frac{U_m \Omega}{\Omega^2 - \Omega_1^2} e^{j\pi/2}, \qquad (18)$$

откуда $G(\Omega) = U_m \Omega / |\Omega_1^2 - \Omega^2|$; $\varphi(\Omega) = -\pi/2$ при $\Omega < \Omega_1$ и $\pi/2$ при $\Omega > \Omega_1$.

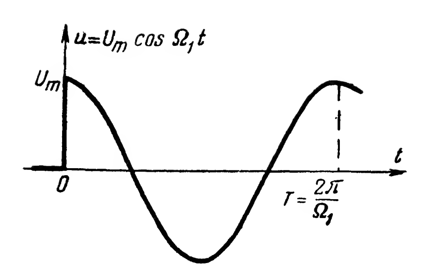


Рис. 14. Косинусоидальное напряжение, включаемое в момент $t=$ $=0$.

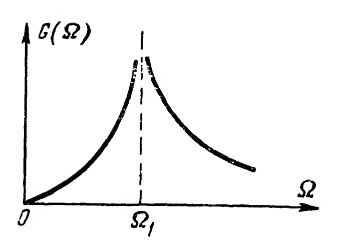


Рис. 15. Спектр напряжения по рис. 14.

График $G(\Omega)$ представлен на рис. 15. При частоте $\Omega=\Omega_1$ имеем $G(\Omega_1)=\infty$, т. е. в спектре среди всех бесконечно малых амплитуд гармонических составляющих $G(\Omega)\,d\Omega$ содержится одна гармоническая составляющая частоты Ω_1 с конечной амплитудой.

г) Спектр импульса — отрезка косинусоиды

Спектральная плотность гармонического сигнала с постоянной амплитудой $u=U_m\cos\Omega_1 t$, продолжающегося в течение заданного интервала времени τ (рис. 11), была уже найдена выше (17). В радиотехнике и связи такой импульс часто называют радиоимпульсом в отличие от импульса на рис. 8, который называют видеоимпульсом.

В частности, если на интервале τ укладывается целое число периодов T гармонического колебания (рис. 16), т. е. $\tau=nT$, где $T=$ $=2\pi/\Omega_1$, то формула (17) упрощается. Преобразуя синус разности и суммы двух углов и заменяя

$$\cos\Omega_1\frac{\tau}{2}=\cos\frac{2\pi}{T}\frac{nT}{2}=\cos n\pi=(-1)^n;$$

$$\sin\Omega_1\frac{\tau}{2}=\sin n\pi=0,$$

получим:

$$\dot G(\Omega)=\left(\frac{U_m}{\Omega-\Omega_1}+\frac{U_m}{\Omega+\Omega_1}\right)(-1)^n\sin\Omega\frac{nT}{2}=$$

$$=\frac{2U_m\Omega}{\Omega^2-\Omega_1^2}(-1)^n\sin n\pi\Omega/\Omega_1, \tag{19}$$

откуда

$$G(\Omega)=\frac{2U_m\Omega}{|\Omega^2-\Omega_1^2|}\,|\sin n\pi\Omega/\Omega_1|\,. \tag{20}$$

Спектральная плотность $G(\Omega)$ представлена на рис. 17 для случая $n=2$. Нули получаются на частотах Ω, при которых $\sin 2\pi\Omega/\Omega_1=0$,

т. е. при $\Omega=k\Omega_1/2$ ($k=0$; 1; 3 ...). Наибольшее значение спектральная плотность имеет на частоте $\Omega=\Omega_1$, для которой, раскрывая неопределенность, найдем:

$$G(\Omega_1)=\lim_{\Omega\to\Omega_1}\frac{2U_m\Omega n\pi/\Omega_1}{2\Omega}\,|\cos n\pi\Omega/\Omega_1\,|=\frac{n\pi U_m}{\Omega_1}=\frac{nU_mT}{2}$$

и в частном случае при $n=2$ получаем $G(\Omega_1)=U_mT$ (рис. 17).

Если частота колебаний Ω_1 остается постоянной, а длительность импульса τ растет, т. е. за время τ укладывается большее число периодов T, то максимальное значение спектральной плотности при частоте $\Omega=\Omega_1$ становится все более резко выраженным (увеличивается пропорционально числу n периодов повторения колебаний); при этом практически необходимая ширина спектра сигнала уменьшается, так как удельный вес составляющих с частотами $\Omega>\Omega_1$ и $\Omega<\Omega_1$ уменьшается.

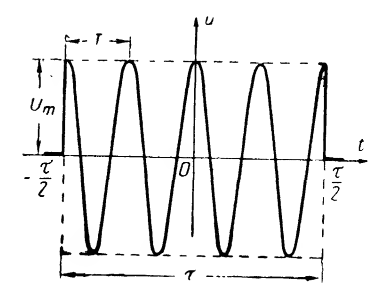


Рис. 16. Импульс гармонического напряжения длительностью nT.

Можно условно принять за ширину спектра интервал $\Omega_{макс}-\Omega_{мин}$ между двумя нулями, ближайшими к главному максимуму при $\Omega=\Omega_1$. Тогда при этих частотах $\sin n\pi\Omega_{макс}/\Omega_1=0$ и $\sin n\pi\Omega_{мин}/\Omega_1=0$. Так как спектральная плотность (20) максимальна при $\Omega=\Omega_1$ или аргументе синуса, равном $n\pi$ (хотя $\sin n\pi=0$), то ближайшие нули будут при аргументах $n\pi\Omega_{мин}/\Omega_1=n\pi-\pi$ и $n\pi\Omega_{макс}/\Omega_1=n\pi+\pi$, откуда $\Omega_{макс}-\Omega_{мин}=2\Omega_1/n$.

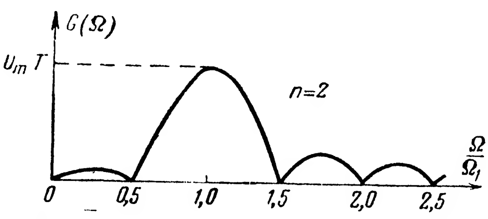


Рис. 17. Спектр импульса по рис. 16.

Ширина спектра в герцах $F=(\Omega_{макс}-\Omega_{мин})/2\pi=\Omega_1/\pi n$. Следовательно, принимая во внимание, что $\Omega_1=2\pi/T$ и $n=\tau/T$, получим $F=2/\tau$ или $F\tau=2$.

Импульсы синусоидального напряжения (рис. 16) или тока с различными частотами Ω_1 составляют кодовые комбинации в многочастотных системах телеуправления, телеизмерения и телеконтроля по линиям связи и электропередачи или радиоканалам.

Импульсы синусоидального тока могут передаваться последовательно во времени (сменно-качественный код). Например, в быстродействующем устройстве телеконтроля общего назначения типа «Бутон-2» [Л. 3] цикл передачи величины каждого параметра состоит из семи частотных посылок кода и четырех адресных посылок (импульсов синусоидального тока), длительностью 10 *мсек* каждая. Возможные частоты посылок $f_1=4{,}4$ *кгц*; $f_2=4{,}6$ *кгц*; $f_3=4{,}8$ *кгц*. Частоты f_1 и f_2 соответствуют «0» и «1» кодовых комбинаций, а частота f_3 необходима для смены качества в частотном коде при повторении «0» или «1».

В системах телеизмерения при передаче импульсов синусоидального тока параллельно во времени получается частотный код. В простейшем случае по каналу связи может непрерывно передаваться определенная комбинация токов различной частоты. Эта комбинация сменяется другой при изменении величины измеряемого параметра на ступень дискретности. В системах телеуправления также применяется параллельное кодирование.

Число рабочих частот должно быть тем больше, чем больше точность системы телеизмерения или число различных команд в системе телеуправления. Если, например, для организации каналов телеуправления предоставлен диапазон частот 2 500—3 000 *гц*, то при разносе рабочих частот порядка 6% можно допустить не более четырех-пяти частот. Минимально допустимый разнос соседних частот определяется полосой пропускания приемных устройств с учетом нестабильности и неточности настройки генераторов и приемников.

Практически необходимая ширина спектра импульса синусоидального или косинусоидального напряжения (рис. 16) или тока, как указывалось, зависит от длительности τ. В промышленных системах телемеханики длительность импульса часто выбирается достаточно большой, т. е. n настолько велико, что можно считать синусоидальное напряжение (ток) установившимся. Так, например, в системе централизованного телеконтроля за работой нефтескважин типа СРП-1 сигнал об аварии передается импульсами синусоидального тока с частотой, различной для отдельных скважин одного куста и задаваемой в диапазоне $\Omega_1/2\pi=300$ до $\Omega_1/2\pi=3\,000$ *гц*; длительность импульса около 0,1 *сек*, период повторения $T_п$ примерно 1 *мин* [Л. 4]. Скважность импульсов $T_п/\tau$ столь велика, что можно рассматривать сигнал не как периодическую последовательность импульсов, а состоящим из отдельных импульсов. Даже при самой низкой частоте диапазона (300 *гц*) длительность импульса $\tau=0{,}1$ *сек* в 30 раз больше периода синусоидального тока $T=1/300$ *гц*, т. е. необходимая ширина спектра сигнала очень мала.

Сигнал сложной формы нередко можно представить состоящим из суммы более простых сигналов, спектры которых известны. В этом случае для расчета спектра сигнала сложной формы можно воспользоваться методом наложения, определяя его как сумму спектров простых сигналов.

д) Связь спектров импульса и его огибающей

По формуле (13) можно рассчитать не только спектры импульсов, представленных на рис. 11 и 16, с постоянной амплитудой колебаний $U_m=\text{const}$, но и спектр гармонического колебания, продолжающегося в течение интервала τ, при любом законе изменения амплитуд. Расчет упрощается, если предварительно найден или уже известен спектр кривой изменения амплитуд (огибающей).

Импульсы напряжения продолжительностью τ с любым заданным законом изменения амплитуды колебаний $U_m(t) \neq \text{const}$ (рис. 18) можно аналитически представить функцией

$$u = U_m(t)\cos(\Omega_1 t + \varphi_1) \quad \text{при} \quad -\tau/2 \leqslant t \leqslant \tau/2,$$

где угол φ_1 — фаза колебания в момент времени, выбранный за начало отсчета; в общем случае начальная фаза может и не равняться нулю (рис. 18).

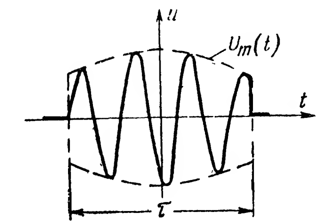


Рис. 18. Импульс произвольной формы.

Предположим, что спектральная плотность $\dot{H}(\Omega)$ огибающей $U_m(t)$ известна или найдена по формуле (13)

$$\dot{H}(\Omega) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j\Omega t}\, dt. \tag{21}$$

По определению (13) спектральная плотность импульса

$$\dot{G}(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u e^{-j\Omega t}\, dt =$$

$$= \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\cos(\Omega_1 t + \varphi_1)\, e^{-j\Omega t}\, dt$$

или, учитывая, что

$$\cos x = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx}),$$

$$\dot{G}(\Omega) = \frac{1}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{j(\Omega_1 t + \varphi_1 - \Omega t)}\, dt +$$

$$+ \frac{1}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j(\Omega_1 t + \varphi_1 + \Omega t)}\, dt =$$

$$= \frac{e^{j\varphi_1}}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j(\Omega - \Omega_1)t}\, dt +$$

$$+ \frac{e^{-j\varphi_1}}{2}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} U_m(t)\, e^{-j(\Omega + \Omega_1)t}\, dt.$$

Полученные интегралы аналогичны выражению (21) для спектральной плотности огибающей $\dot{H}(\Omega)$, только в первом вместо частоты Ω стоит разность частот $\Omega-\Omega_1$, а во втором — сумма $\Omega+\Omega_1$. Поэтому можно сделать вывод, что спектральная плотность импульса напряжения длительностью τ с огибающей колебаний $U_m(t)$ (рис. 18)

$$\dot{G}(\Omega) = \frac{1}{2}\dot{H}(\Omega-\Omega_1)\,e^{j\varphi_1} + \frac{1}{2}\dot{H}(\Omega+\Omega_1)\,e^{-j\varphi_1}. \qquad (22)$$

В частности, спектральную плотность импульса по рис. 11 или 16 можно сразу записать, если известен спектр импульса по рис. 8. Спектральная плотность импульса по рис. 8 была уже найдена (14); ее теперь нужно только обозначить $\dot{H}(\Omega)$, как спектр огибающей, т. е.

$$\dot{H}(\Omega) = \frac{2U}{\Omega}\sin\Omega\tau/2.$$

Поэтому спектральная плотность импульса напряжения $u = U_m\cos\Omega_1 t$, продолжительность которого τ, а начальная фаза $\varphi_1 = 0$, сразу записывается по (22)

$$\dot{G}(\Omega) = \frac{U_m}{\Omega-\Omega_1}\sin(\Omega-\Omega_1)\frac{\tau}{2} + \frac{U_m}{\Omega+\Omega_1}\sin(\Omega+\Omega_1)\frac{\tau}{2}.$$

Такой результат и был получен выше [см. формулу (17)].

е) Обратное преобразование

Если известна спектральная плотность сигнала $\dot{D}(\Omega)$ или $\dot{G}(\Omega)$, то может быть найден и сам сигнал $f(t)$ при помощи преобразования, обратного (12) или (13). Для этого следует воспользоваться выражением, аналогичным (6). Заменяя сумму при $T\to\infty$ интегралом и кратные частоты гармоник Ω_k частотой Ω, получим:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\dot{D}(\Omega)\,e^{j\Omega t}\,d\Omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{G}(\Omega)\,e^{j\Omega t}\,d\Omega. \qquad (23)$$

Обратное преобразование Фурье или интегралы Фурье (23) имеют смысл суммирования в комплексной форме всех гармонических составляющих непрерывного спектра, так же как ряд Фурье — суммирования гармонических составляющих дискретного спектров на рис. 20,*а*, *б* и *а* ясно, что удельный вес основной гарфункцию как дискретную сумму гармонических составляющих, а интеграл Фурье представляет произвольную непериодическую функцию непрерывной суммой гармонических составляющих.

ж) Спектр сигналов при телефонной связи

По каналам телемеханики и связи передаются и непериодические сигналы телефонного разговора, например указания диспетчера. В этом случае наименьшая допустимая ширина спектра сигналов, т. е. сохраняемая полоса частот, определяется по достаточной разборчивости речи.

Разборчивость речи можно оценивать слоговой артикуляцией или отношением числа правильно принятых слогов (не имеющих смыслового значения) к общему числу переданных при выбранной ширине спектра. Разборчивость считают удовлетворительной, если слоговая артикуляция получается не менее 70%.

Расширение сохраняемой полосы частот необходимо для увеличения естественности звучания речи. Опытом установлено, что человек замечает ухудшение качества звучания при сокращении ширины спектра на вполне определенную величину. Эта величина зависит от наивысшей частоты ранее передававшегося спектра при его сокращении в области высоких частот и от самой низкой из ранее передававшихся при сокращении спектра в области низких частот. Если, например, сначала спектр составлял 30—12 000 *гц*, а затем нижняя частота (30 *гц*) не изменяется, а верхняя постепенно уменьшается, то человек отмечает ухудшение качества звучания не непрерывно, а ступенями (всего 31 ступень ухудшения качества). При одновременном ограничении ширины спектра сверху и снизу получается до 36 ступеней. Потерю качества или, как говорят, естественности передачи оценивают числом сокращенных ступеней по отношению к 36 [Л. 5].

Для служебной телефонной связи обычно выбирается полоса 300—2 000 *гц*. При этом получается вполне удовлетворительная слоговая артикуляция — 80% (учитывая, что в реальных телефонных связях передается смысловая речь, а не отдельные слоги), но качество звучания речи неважное, так как потери естественности более 60%. Для диспетчерской связи естественность передачи не является решающим фактором, а сокращение передаваемой полосы частот всегда желательно. Поэтому при диспетчерской связи выбирают в качестве верхней границы частоту 1,8—2,4 *кгц*. В абонентской телефонной связи необходима лучшая естественность передачи. Поэтому выбирают полосу частот 300—3 400 *гц*. Разборчивость телефонной связи с такой полосой частот более 95%, потери естественности менее 40%.

Отметим еще, что сигналы телефонной связи непрерывны во времени, в то время как большинство сигналов устройств телемеханики, рассмотренных ранее, относятся к дискретным по времени.

* *
*

Итак, из всех приведенных примеров ясно, что полосу сигналов различных промышленных систем телеизмерения, телеуправления и связи (кроме телевизионных) можно выбрать относительно узкой. Среди рассмотренных примеров наибольшая полоса частот необходима при телефонной связи (до 3 100 *гц*).

Значительно большую полосу частот сохраняют, например, у сигналов быстродействующих систем управления и контроля за

подвижными объектами (спутниками, ракетами, космическими кораблями). Однако и в этом случае сигналы имеют либо дискретные спектры (рис. 5), либо непрерывные (рис. 9, 13, 15, 17).

4. СРАВНЕНИЕ СПЕКТРОВ НЕПЕРИОДИЧЕСКИХ И ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

а) Сравнение спектров импульса и его периодической последовательности

Между спектрами непериодического сигнала и периодического сигнала, полученного повторением непериодического, нетрудно заметить связь. Для примера сравним спектр одиночного прямоугольного импульса (рис. 8) со спектром периодической последовательности таких импульсов (рис. 4,*а*).

Спектральная плотность импульсов рассчитывается по формуле (13) или (12)

$$\dot{D}(\Omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U e^{-j\Omega t}\, dt,$$

а комплексные амплитуды спектра последовательности прямоугольных импульсов—по формулам (7) и (8)

$$\dot{D}_k = \frac{\Omega_1}{2\pi} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U e^{-j\Omega_k t}\, dt; \quad D_0 = \frac{\Omega_1}{2\pi} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} U\, dt.$$

Из сравнения последних выражений ясно, что с точностью до постоянного множителя (Ω_1) при всех частотах $\Omega = \Omega_k = k\Omega_1$ амплитуды спектра периодического сигнала совпадают с величинами спектральной плотности непериодического сигнала

$$\dot{D}_k = \Omega_1 \dot{D}(\Omega_k). \tag{24}$$

Иначе говоря, дискретный спектр амплитуд вписывается в кривую спектральной плотности, как показано на рис. 19 для случая $T=2\tau$. Если период повторения T растет, т. е. импульсы на рис. 4,*а* следуют все реже, то дискретный спектр становится все гуще, так как частота основной гармоники $\Omega_1 = 2\pi/T$ уменьшается и расстояние между соседними спектральными линиями, равное Ω_1, также уменьшается (рис. 5). В пределе при $T \to \infty$ дискретный спектр сливается в сплошной.

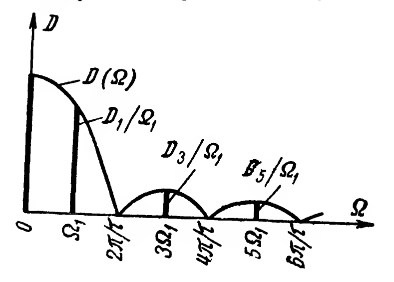


Рис. 19. Спектры прямоугольного импульса и последовательности прямоугольных импульсов.

Точно так же для импульсов любой формы по спектральной плотности $\dot{D}(\Omega)$ можно найти комплексные амплитуды $\dot{D}_k$ гармоник ряда Фурье для периодической последовательности импульсов при любом периоде $T = 2\pi/\Omega_1$.

Интересно еще сравнить достаточную ширину спектра $F=1/\tau$ одиночного прямоугольного импульса с необходимой шириной полосы частот последовательности прямоугольных импульсов, следующих друг за другом с периодом $T=2\tau$. На рис. 19 спектр последовательности импульсов вписан в кривую спектральной плотности одиночного импульса. Из рис. 19 следует, что полоса частот до 3-й гармоники $\Omega_3=3\Omega_1$ или до 5-й $\Omega_5=5\Omega_1$, которая необходима для получения достаточно крутых фронтов последовательности импульсов, больше полосы частот до первого нуля спектральной плотности $\Omega_0=2\pi/\tau$, т. е. полосы $F=1/\tau$.

б) Текущий спектр

Периодический сигнал в электрической цепи получается теоретически только в том случае, если генераторы напряжения (тока) той или иной формы работают уже бесконечно долго. В действительности каждый работающий генератор включен в цепь не бесконечно давно ($t \to -\infty$), а в определенный момент времени t_0. Поэтому возникает вопрос: какой сигнал можно считать периодическим.

Чтобы ответить на этот вопрос, введем понятие о текущем спектре [Л. 6] со спектральной плотностью

$$\dot{G}_t(\Omega) = \int_{t_0}^{t} f(t)\, e^{-j\Omega t} dt. \qquad (25)$$

Вычисляя спектральную плотность $\dot{G}_t(\Omega)$ для разных моментов времени t, можно проследить изменение амплитуд и фаз гармонических составляющих сигнала, начиная с момента включения аппаратуры.

Для иллюстрации построим текущий спектр амплитуд генератора косинусоидального напряжения $u=U_m\cos\Omega_1 t$ в различные моменты времени t. Время, прошедшее с момента включения генератора, будем оценивать числом периодов $T=2\pi/\Omega_1$, прошедших с начала действия генератора: $n=t/T$. При такой оценке длительности процесса можно воспользоваться результатами расчета спектральной плотности для напряжения, график которого представлен на рис. 16. Действительно, увеличение длительности процесса t (времени, прошедшего с момента включения генератора) можно рассматривать как увеличение интервала τ, т. е. числа прошедших периодов $n=\tau/T$ при неизменном периоде T косинусоидального напряжения $u=U_m\cos\Omega_1 t$.

График спектральной плотности при $n=2$ был уже рассчитан и показан на рис. 17. Этот же график изображен на рис. 20,*а*, но по оси ординат выбран относительный масштаб. Вместо величины $G(\Omega)$ отложена величина

$$\frac{G(\Omega)}{G(\Omega_1)} = \frac{2G(\Omega)}{nU_m T}. \qquad (26)$$

На рис. 20,*б* и *в* соответственно построены спектры в относительных единицах при числе периодов $n=4$ и $n=8$. Из сравнения спектров на рис. 20,*а*, *б* и *в* ясно, что удельный вес основной гармонической составляющей (частоты Ω_1) с ростом интервала времени, прошедшего от момента включения генератора (с увеличе-

нием числа периодов n), все увеличивается. Максимумы становятся все более острыми и частыми. В пределе при $n \to \infty$ или для гармонической функции (генератор косинусоидального напряжения включен теоретически бесконечно давно) получаем график с одной

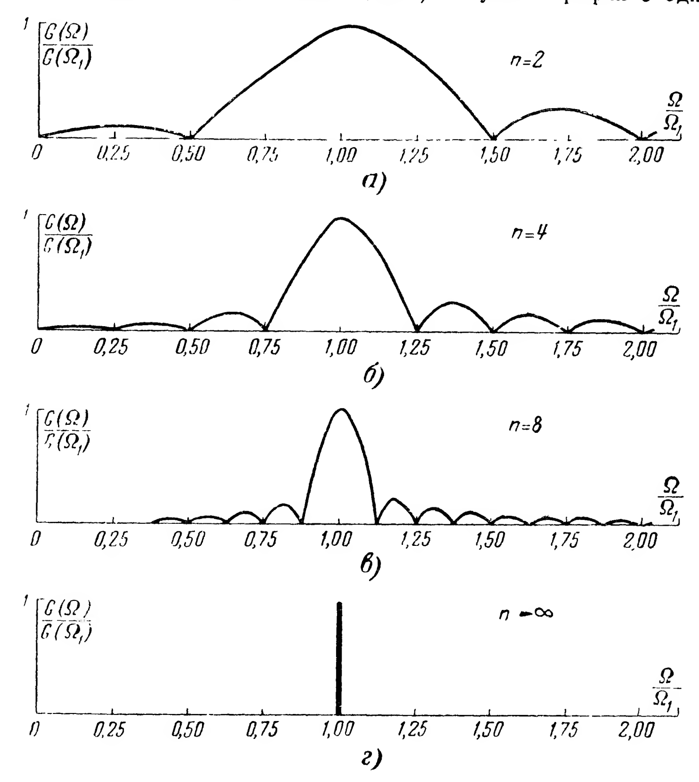


Рис. 20. Текущий спектр косинусоидального напряжения при числе периодов:

а — $n=2$; *б* — $n=4$, *в* — $n=8$; *г* — $n \to \infty$.

спектральной линией на частоте $\Omega = \Omega_1$ (рис. 20,*г*), как и должно быть для гармонического колебания.

Рассматривая графики рис. 20, следует еще сделать вывод, что сигнал можно практически считать периодическим, если число повторений (периодов) достаточно велико по сравнению с единицей (например, для косинусоидального напряжения оказывается достаточным $n > 10$—15). В системах телемеханики последнее соотношение обычно выполняется. Например, в комплексной аппаратуре телемеханики для предприятий горной промышленности типа БТА-ПУ-С [Л. 7] длительность импульсов выбора объектов 100—150 *мсек*, а частота колебаний 200—2 500 *гц*. Даже при самой короткой продолжительности импульсов $\tau = 0,1$ *сек* и наимень-

шей частоте 200 *гц*, т. е. наибольшем периоде $T=0{,}005$ *сек*, получаем $n=20$.

В заключение посмотрим еще, как изменяется текущий спектр в случае периодического повторения одиночного прямоугольного импульса (рис. 8), спектр которого представлен на рис. 9.

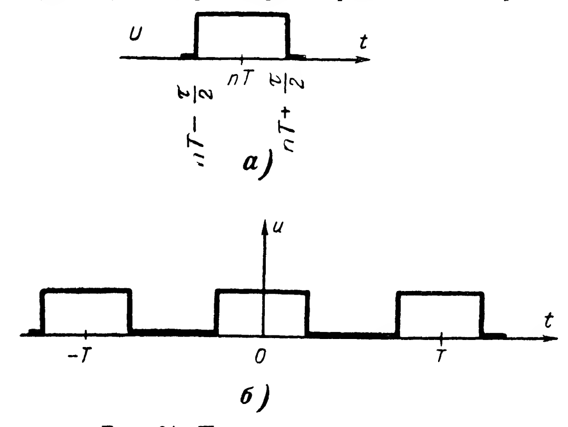


Рис. 21. Прямоугольные импульсы.
а — одиночный, запаздывающий; *б*—последовательность 3-х импульсов.

Если импульс длительностью τ возникает не в момент —τ/2 (рис. 8), а на интервал времени nT позже (рис. 21,*а*), то спектральная плотность

$$G(\Omega) = \int\limits_{nT-\tau/2}^{nT+\tau/2} U e^{-j\Omega t}\, dt = \frac{2U}{\Omega}\, e^{-j\Omega nT} \sin \Omega\tau/2. \qquad (27)$$

Величина спектральной плотности $G(\Omega)$ та же, что и для импульса по рис. 8, но спектр фаз $\varphi(\Omega)$ изменился. (В общем случае этот вывод следует из теоремы запаздывания.)

Спектральную плотность сигнала, состоящего из нескольких прямоугольных импульсов, можно найти суммированием спектров всех импульсов, составляющих сигнал. Так, например, для трех импульсов (рис. 21,*б*), выбирая период повторения $T=2\tau$, т. е. вдвое больше длительности импульса, и считая соответственно $n=-1,\ 0,\ +1$, получим:

$$\dot{G}_3(\Omega) = \frac{2U}{\Omega} \sin \Omega \frac{\tau}{2} \left(e^{j2\Omega\tau} + 1 + e^{-j2\Omega\tau}\right)$$

и

$$G_3(\Omega) = \frac{2U}{\Omega} \left| \sin \Omega \frac{\tau}{2} \left(1 + 2\cos 2\Omega\tau\right) \right|. \qquad (28)$$

Аналогично для пяти импульсов ($n = -2, -1, 0, +1; +2$) и семи импульсов ($n = -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$) получим:

$$G_5(\Omega) = \frac{2U}{\Omega}\left|\sin\Omega\frac{\tau}{2}(1 + 2\cos 2\Omega\tau + 2\cos 4\Omega\tau)\right|;$$

$$G_7(\Omega) = \frac{2U}{\Omega}\left|\sin\Omega\frac{\tau}{2}(1 + 2\cos 2\Omega\tau + 2\cos 4\Omega\tau + 2\cos 6\Omega\tau)\right|.$$

Спектральные плотности $G_3(\Omega)$, $G_5(\Omega)$ и $G_7(\Omega)$ показаны на рис. 22,*а*, *б*, *в*, где по оси ординат выбран относительный масштаб,

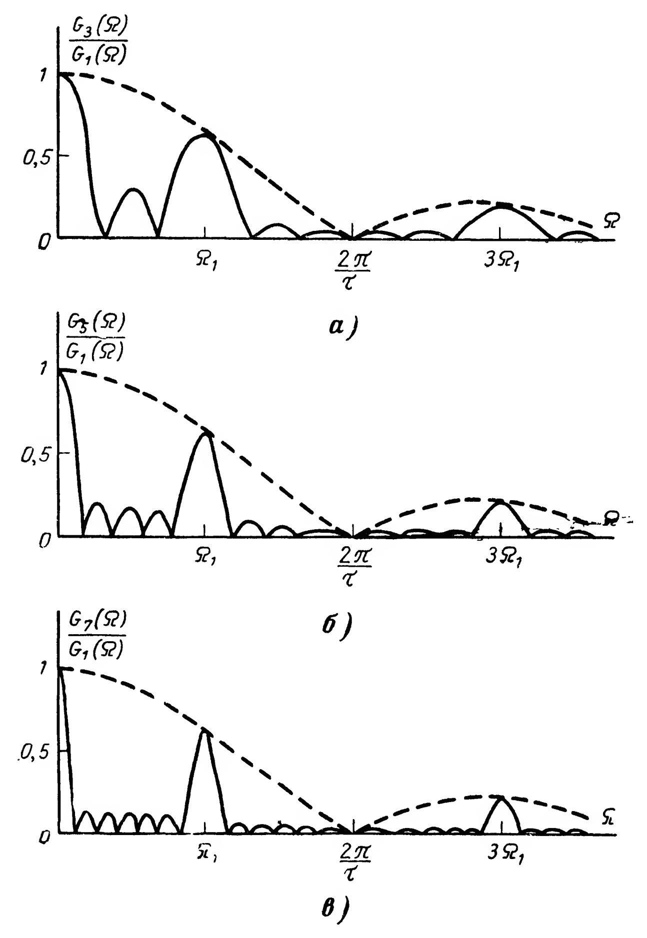


Рис. 22. Текущий спектр последовательности прямоугольных импульсов при числе импульсов:
а — $n=3$; *б* — $n=5$; *в* — $n=7$.

причем $G_1(\Omega)=\frac{2U}{\Omega}|\sin\Omega\tau/2|$ — спектральная плотность одиночного импульса изображена на этом рисунке пунктиром. Из сопоставления рис. 22,*а*, *б* и *в* видно, что с увеличением числа импульсов максимумы на частотах $\Omega_1=2\pi/T=\pi/\tau$, $3\Omega_1=6\pi/T=3\pi/\tau$, ... становятся все более острыми, а удельный вес остальных составляющих спектра падает. В пределе при $n\to\infty$ непрерывной спектр преобразуется в дискретный.

5. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Для передачи сигналов телемеханики и связи применяются различные типы воздушных и кабельных линий, а также радиоканалы.

В простейшем случае для организации передачи телемеханических сигналов или диспетчерской связи предоставляется отдельная линия («физическая цепь»). Так как практически всегда полоса пропускания линии, т. е. диапазон частот, в котором можно передавать сигналы, гораздо больше сохраняемой ширины спектра сигнала телемеханического устройства или телефонного аппарата, то задача согласования спектра сигнала с полосой пропускания не возникает. Дальность связи зависит от мощности передающего устройства, чувствительности приемного аппарата, затухания линии и уровня помех. Однако подвеска (воздушных) или прокладка (кабельных) цепей для организации одного канала телемеханики или связи нерентабельна при расстоянии между пунктами передачи и приема свыше 8—12 *км*. Стоимость линейных сооружений при длине цепи более нескольких километров обычно превышает стоимость аппаратуры телемеханики и связи. При длине цепи больше 100 *км* стоимость линии и оборудования канала связи может быть более 70% капитальных затрат на телемеханизацию [Л. 4].

Экономичное решение задачи получается при организации по линии многоканальной связи, т. е. передаче по одной линии нескольких сигналов (уплотнение линии). Наибольшее количество каналов, которое можно организовать по одной линии, зависит не только от сохраняемой ширины спектров отдельных сигналов, но и от частотных характеристик линии.

У линии различного типа частотные характеристики неодинаковы.

а) Воздушные линии связи

Полосу частот, используемых на линиях телефонной и телеграфной связи, можно разделять на ряд диапазонов: 0—300 *гц* — подтональный, 300—3 400 *гц* — тональный, 3 400—5 200 *гц* — надтональный и выше 5 200 *гц* — высокочастотный. Верхняя граница высокочастотного диапазона ограничивается все возрастающим с увеличением частоты затуханием линии. Так, для воздушных линий связи из цветного металла диаметром 3,5—4 *мм* установлена наивысшая частота 150 *кгц*. Тональный диапазон занимает двусторонняя (дуплексная) телефонная связь, надтональный — фототелеграф, подтональный — система телеграфирования постоянным током, высокочастотный — многоканальная телефонная связь. Каждый из этих диапазонов больше сохраняемой ширины спектра почти всех сигналов телемеханики и, следовательно, может использоваться для организации нескольких каналов телемеханики.

В подтональном диапазоне вместо телеграфирования (постоянным током) можно передавать сигналы телемеханического устройства с верхней граничной частотой спектра не более 300 *гц*. В этом случае, как правило, преобразование не нужно, так как частоты спектра сигнала лежат в подтональном диапазоне [Л. 8].

В тональном диапазоне частот можно разместить несколько телемеханических каналов. Но организация каналов телемеханики в диапазоне частот 0,3—3,4 *кгц* требует преобразования спектров отдельных сигналов при помощи модуляции. Это осуществляется, например, в аппаратуре ТМТП [Л. 9], позволяющей уплотнить спектр 0,3—3,4 *кгц* шестнадцатью каналами телемеханики.

Надтональный диапазон используют для фототелеграфа или, например, для работы аппаратуры четырехканального дуплексного телеграфа НТ-ЧМ-4, с шириной спектра каждого канала 140 *гц*. Передачу сигналов телеграфа можно заменить передачей сигналов телемеханики.

Часть надтонального и высокочастотного диапазонов от 4 до 31 *кгц* используется для работы аппаратуры трехканальной телефонной связи В-3-3 [Л. 10]. Любой из телефонных каналов с полосой частот 3,1 *кгц* при необходимости можно заменить несколькими каналами телеграфа или телемеханики (вторичное уплотнение). Точно так же возможно вторичное уплотнение телефонного канала с полосой 3,1 *кгц* аппаратуры В-12-2 [Л. 11], предназначенной для организации 12 дуплексных телефонных связей в диапазоне частот 36—140 *кгц*. Для организации связи при помощи аппаратуры В-12-2 необходимо устанавливать промежуточные усилительные станции через каждые 100—125 *км*, а при неблагоприятных метеорологических условиях включать еще вспомогательные усилительные устройства, находящиеся между соседними промежуточными станциями. Увеличение верхней границы полосы частот потребовало бы еще более частого включения усилителей, что экономически нецелесообразно. Кроме того, при более высоких частотах сказывается мешающее действие средневолновых радиовещательных станций.

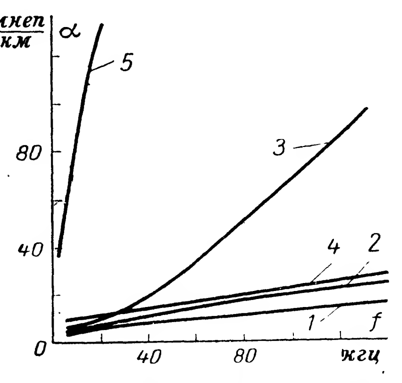


Рис. 23. Зависимость затухания от частоты воздушных линий связи.

Воздушные линии с диаметром провода $d=4$ *мм* и расстоянием между проводами $D=20$ *см*: *1* — медная, температура $t=-20°$ С в сухую погоду; *2* — медная, $t=+20°$ С в сырую погоду; *3* — медная, при гололеде 5 *мм*; *4* — биметаллическая БСМ-1 при $t=+20°$ С в сырую погоду; *5* — стальная при $t=+20°$ С в сырую погоду.

Сигналы телемеханики можно передавать в любом свободном участке частотного спектра. Например, при свободном участке высокочастотного диапазона от 36 *кгц* и выше можно передавать сигналы телемеханики, применяя комбинированный высокочастотный пост связи и телемеханики КП-59 [Л. 12] с числом дуплексных каналов телемеханики до 14 и общей шириной спектра

сигналов одного направления 5,4 *кгц*. В тональном и надтональном диапазонах по воздушным (или кабельным) линиям может работать аппаратура телеуправления и телесигнализации типа ЭСТ-62 [Л. 13] с числом каналов до 19 и общей шириной спектра примерно от 400 до 3 800 *гц*.

Дальность действия аппаратуры телемеханики, работающей в любом частотном диапазоне, как и в простейшем случае, определяется мощностью передатчика, чувствительностью приемника; затуханием линии и уровнем помех.

При одном и том же уровне помех и использовании одинаковой аппаратуры дальность действия определяется затуханием сигналов в линии, которое в свою очередь зависит от материала проводов линии, их диаметра и в меньшей степени от расстояния между проводами.

На рис. 23 показано изменение километрического затухания α медных, биметаллических и стальных линий с ростом частоты [Л. 14]. Из рисунка следует, что затухание воздушных линий сильно зависит от метеорологических условий (кривые *1*, *2* и *3* медных проводов). Затухание стальных проводов (кривая *5*) значительно больше, чем медных, и резко возрастает уже в диапазоне тональных частот. Поэтому для передачи сигналов на большие расстояния линии со стальными проводами применяются редко; чаще всего на современных линиях связи используются биметаллические провода. Применение линий со стальными проводами требует более частого включения промежуточных усилительных станций. Так, у аппаратуры В-3-3 длина усилительного участка на линии из цветного металла 250 *км*, а на линии со стальными проводами примерно в 10 раз меньше.

б) Кабельные линии связи

Диапазон частот, используемых при передаче сигналов по кабельным линиям связи, зависит от конструкции кабеля. Симметричные телеграфные кабели звездной скрутки (ТЗ) с кордельно-бумажной изоляцией типов ТЗГ (голый, т. е. без брони), ТЗБ (броня ленточная), ТЗП (броня из плоских проволок), ТЗК (броня из круглых проволок) применяют для связи в тональном диапазоне частот. У этих кабелей медные жилы диаметром от 0,8 до 1,4 *мм* и число четверок жил от 3 до 37. Симметричные междугородние кабели (МК) с кордельно-бумажной изоляцией типов МКГ, МКБ, МКП и МКК содержат 1; 4 или 7 четверок звездной скрутки и применяются для высокочастотной телефонной и телеграфной связи в диапазоне частот до 108 *кгц*. Диаметр жил 1,2 *мм*. На таких линиях устанавливают 12-канальную телефонную аппаратуру К-12 с полосой частот от 12 до 60 *кгц* или аппаратуру К-24 на 24 телефонных канала с полосой частот 12—108 *кгц*. Один или два телефонных канала с полосой частот 300—3 400 *гц* можно заменить каналами телеграфа или телемеханики, как и у аппаратуры В-3-3, В-12-2 и др.

Симметричные междугородние кабели со стирофлексной (С) изоляцией марок МКСГ, МКСБ, МКСК имеют конструкцию, аналогичную кабелям высокочастотной связи с кордельно-бумажной изоляцией, и могут уплотняться до частоты 550 *кгц*. Однако если при уплотнении до 60 *кгц* (К-12) расстояние между соседними усилительными станциями должно быть примерно 50 *км*, а при уплотнении до 108 *кгц* (К-24) — 40 *км*, то при уплотнении до

550 *кгц* (КРР 30/60) длина участка между промежуточными станциями составляет всего 13 *км* [Л. 15]. Зависимость коэффициента затухания α от частоты некоторых симметричных кабелей показана на рис. 24 [Л. 14].

Для увеличения длины участка между усилителями иногда применяют кабели с повышенной индуктивностью. Индуктивность кабеля на единицу его длины увеличивают либо включая дополнительные катушки (пупинизация), либо обматывая медную жилу стальной проволокой или лентой (крарупговская обмотка). В обоих случаях становится меньше затухание кабеля, но одновременно уменьшается наивысшая допустимая частота спектра передаваемых сигналов. При уплотнении кабеля при помощи аппаратуры К-12 (до 60 *кгц*) длина участка между промежуточными станциями увеличивается до 70 *км* у кабеля с бумажно-кордельной изоляцией и до 120 *км* у кабеля с стирофлексной изоляцией.

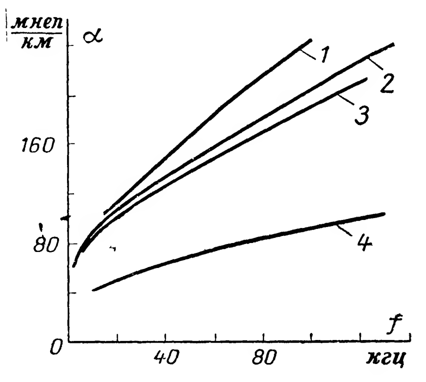


Рис. 24. Зависимость затухания от частоты кабельных линий связи.

1 — ТЗ — 4×4×1,2 (четыре четверки, диаметр жилы 1,2 *мм*); 2 — МК—4×
×4×1,2; *3* — МКС-4×4×1,2; *4* — КМ —
4×2, 52/9,4 с шайбовой полиэтиленовой изоляцией.

В свободной полосе частот или по специально выделенным парам может и непосредственно работать многоканальная аппаратура телемеханики. Дальность передачи определяется теми же факторами, что и у воздушных линий, только затухание кабельных линий больше, а уровень помех в них значительно ниже, чем у воздушных линий связи. На затухание кабельных линий мало влияют и метеорологические условия. Например, воздушная линия с медными проводами диаметром 4 *мм* и расстоянием между проводами 20 *см* в сухую погоду имеет на частоте 150 *кгц* затухание 17,9 *мнеп/км*, в дождь затухание увеличивается до 26,2 *мнеп/км*, при гололеде с толщиной слоя 5 *мм* — до 106 *мнеп/км*. Кабель со стирофлексной изоляцией и диаметром жил 1,2 *мм* на той же частоте имеет затухание 235 *мнеп/км*, а кабель с кордельно-бумажной изоляцией — 248 *мнеп/км* независимо от условий погоды.

Симметричные кабели применяются и для соединения высокочастотной и низкочастотной частей аппаратуры телемеханики и связи, находящихся в различных зданиях. Так, приемный пост многоканальной высокочастотной аппаратуры телеизмерения типа ТМД/П6 может выполняться конструктивно в виде двух постов: ТМП-6а, который содержит высокочасотную часть оборудования, и ТМП-6б с низкочастотной частью оборудования. Передача сигналов шести каналов телеизмерения в диапазоне тональных частот происходит по одной паре кабеля. Высокочастотная стойка КП-59 ВЧ комбинированного высокочастотного поста связи и телемеханики типа КП-59, находящаяся в здании подстанции, также соединяется симметричным кабелем со стойкой телефонных каналов КП-59 ТФ, устанавливаемой в линейно-аппаратном зале служ-

бы управления энергосистемы По соединяющей паре передаются сигналы телефонных каналов или телемеханики с общей шириной спектра от 3,6 до 18 *кгц*. Полоса частот от 0 до 2,4 *кгц* выделяется фильтрами низких частот (Д-2,4) и может быть использована для организации местных каналов телефонной связи или телемеханики между подстанцией и диспетчерским пунктом. Аналогично соединяется стойка низких и промежуточных частот ВЧА-3ТФ-1 со стойкой высоких частот ВЧА-3ТФ-2 аппаратуры ВЧА-3ТФ, которая предназначена для осуществления трех телефонных каналов и шести дуплексных каналов телемеханики. Общая ширина спектра по соединяющей паре от 4 до 32 *кгц* [Л. 16].

Коаксиальные кабели уплотняются до еще более высоких частот. Затухание кабеля зависит от диаметров жилы и оболочки и вида изоляции. Относительно велико затухание гибкого коаксиального кабеля типа ФКБ — 1×1,3 с диамером жилы 1,3 *мм*, кордельно-бумажной изоляцией и свинцовой оболочкой. На частоте 150 *кгц* затухание равно 200 *мнен/км*, т. е. того же порядка, что и у симметричных кабелей. Такой кабель применяется обычно на частотах до 500 *кгц* для передачи сигналов от высокочастотных постов к линиям электропередачи. Длина кабеля не превосходит 250—300 *м*, но иногда достигает и 700—800 *м*.

Для уменьшения затухания гибкого коаксиального кабеля бумажно-кордельную изоляцию заменяют изоляцией с малыми потерями на высоких частотах, обычно полиэтиленовой. Внешний провод выполняется из тонких медных проволочек в виде цилиндрической оплетки, которая окружена пластмассовой или металлической оболочкой для защиты от влаги и механических повреждений. Такие кабели применяются для передачи сигналов с шириной спектра до нескольких мегагерц на расстояние в сотни метров. При ширине спектра в несколько десятков килогерц дальность передачи значительно возрастает. Так, например, при передаче сигналов связи в диапазоне частот до 30 *кгц* по морскому коаксиальному кабелю с полиэтиленовой изоляцией, диаметром внутреннего проводника (несколько медных проволок) 4,6 *мм* и внутренним диаметром оболочки 17 *мм* расстояние между усилительными пунктами может доходить до 200 *км*.

Еще меньшие потери имеют жесткие коаксиальные кабели, у которых изоляцией между жилой и оболочкой служит не сплошной слой полиэтилена, а тонкие шайбы из полиэтилена или фреквенты (керамический диэлектрик). Магистральные кабели КМГ-4, КМБ-4, КМК-4 содержат четыре коаксиальные пары и пять симметричных четверок звездной скрутки. Диаметр жилы коаксиальной пары 2,52 *мм*, внутренний диаметр медной оболочки 9,4 *мм*, толщина 0,3 *мм*. Зависимость затухания кабеля от частоты в диапазоне до 120 *кгц* показана на рис. 24; при частоте 3 *Мгц* затухание составляет 0,5 *неп/км* и при частоте 8 *Мгц* — 0,8 *неп/км*. Ширина полосы частот таких кабелей достаточна даже для передачи телевизионных сигналов. Однако на верхних частотах полосы пропускания затухание столь значительно, что необходимо включение усилительных станций через каждые 7—8 *км*.

в) Линии электропередачи

В энергосистемах диспетчерский пункт и контролируемые объекты обычно находятся вблизи линий электропередачи, которые используют для передачи сигналов устройств телемеханики и связи.

Линии электропередачи имеют бо́льшую механическую надежность и лучшие частотные характеристики, чем воздушные линии связи (более прочные конструкции, высокое качество изоляции, большое сечение проводов). Но передача сигналов телемеханики и связи возможна только после специальной «обработки» линий электропередачи. При этом аппаратура и обслуживающий персонал защищаются от высокого напряжения, а канал телемеханики и связи — от чрезмерного дополнительного затухания сигналов, вносимого оборудованием подстанций, ответвлениями линии и т. д. Организация каналов телемеханики и связи по таким линиям оказывается экономически целесообразной уже при протяженности каналов порядка 20 *км* и более. Обычно выбирают наиболее простую систему присоединения к проводам линии «фаза — земля», так как в этой схеме затухание сигналов лишь немногим больше, чем в схеме «фаза — фаза».

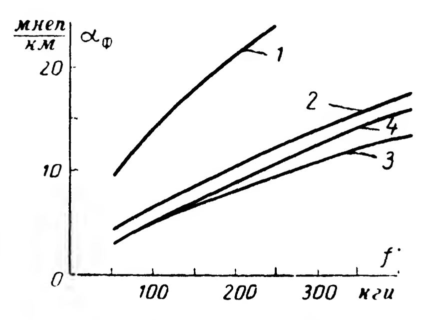


Рис. 25. Зависимость затухания линий электропередачи (ЛЭП) от частоты.

1 — ЛЭП 35 *кв*; *2* — ЛЭП 110 *кв* (транспонированная с вертикальным двухцепным расположением проводов), провод АС-95; *3* — то же для провода АС-240; *4* — ЛЭП—220 *кв* (транспонированная с вертикальным двухцепным расположением проводов), провод АС-400.

При расчете затухания сигналов можно принимать во внимание две волны — междуфазную (между проводами) и волну нулевой последовательности (между проводами и землей). Практически почти вдоль всей линии сигналы передаются междуфазной волной с затуханием $\alpha_ф$. На концах линии часть энергии сигнала отражается и переходит в волну нулевой последовательности (концевые затухания $a_к$). Зависимость коэффициента затухания $\alpha_ф$ от частоты некоторых линий электропередачи (ЛЭП) показана на рис. 25 [Л. 17]. Общее затухание линии при схеме «фаза — земля» $a_л = \alpha_ф l + 2a_к$, где l — длина тракта передачи сигналов по ЛЭП. При расчетах обычно принимают $a_к = 0{,}15$ *неп*.

Полное затухание простого канала связи без промежуточных усилителей или усилительного участка сложного канала обычно принимают равным сумме затухания линий, высокочастотных кабелей и затуханий, создаваемых устройствами обработки и присоединения [Л. 18]. Как и у воздушных линий связи, иней и гололед создают значительное дополнительное затухание (например, при толщине слоя гололеда 1 *см* на частоте 100 *кгц* затухание увеличивается примерно на 10 *мнеп/км*, т. е. для линий 110 и 220 *кв* возрастает более чем в 2 раза).

Дальность связи по линиям электропередачи при заданной мощности передатчика и коэффициенте затухания линии определяется часто не чувствительностью приемника, а уровнем помех. Для линий электропередачи характерен большой уровень помех из-за коронирования проводов, частичных разрядов по поверхности изоляторов (распределенные помехи) и процессов коммутации

(включение и отключение линий и высоковольтного оборудования, короткие замыкания и т. д.). Практика разработки и эксплуатации каналов телемеханики и связи по линиям электропередачи 35—500 *кв* определила диапазон частот в пределах 40—500 *кгц* как наиболее подходящий для организации каналов. При более высоких частотах уровень помех снижается, но быстро растет затухание сигналов.

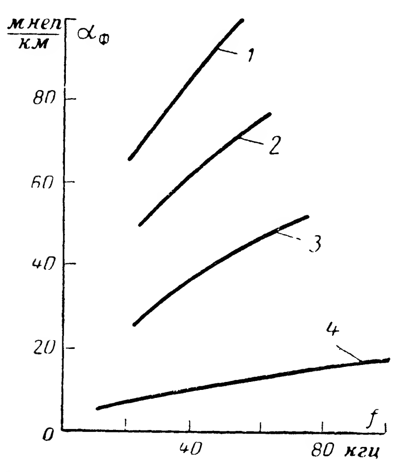


Рис. 26. Зависимость затухания распределительных сетей от частоты для проводов марки.

1 — СТ-5; *2* — ПС-35; *3* — ПС-95; *4* — АС-35.

Чем выше частота, тем заметнее увеличение затухания при неблагоприятных метеорологических условиях, например гололеде; становятся заметнее и помехи радиоприему от каналов телемеханики и связи. На частотах ниже 25—30 *кгц* повышается уровень помех, увеличивается затухание сигналов в элементах обработки, так как ёмкость конденсатора связи и индуктивность высокочастотного заградителя не могут быть выбраны достаточно большими. Некоторое значение имеют также гармоники напряжения 50 *гц*, обусловленные не строго синусоидальной формой э. д. с. силовых генераторов и нелинейностью характеристик трансформаторов.

В угольной промышленности, на нефтепромыслах, в сельском хозяйстве и т. д. для организации каналов телемеханики и связи используют распределительные сети 6—35 *кз*. Длина трактов передачи сигналов по распределительным сетям по сравнению с протяженностью каналов по магистральным ЛЭП обычно невелика. Поэтому величина коэффициента затухания самой линии в меньшей степени определяет суммарное затухание сигналов (за исключением линий со стальными проводами). Для иллюстрации на рис. 26 [Л. 19] показана частотная зависимость затухания линий со стальными проводами (СТ, ПС) и сталеалюминиевыми (АС). Распределительные сети характеризуются большой разветвленностью, значительным числом ответвлений и трансформаторных понизительных подстанций малой мощности, наличием кабельных вставок, что создает заметную неравномерность частотной характеристики затухания.

При организации связи с подвижными объектами и механизмами на транспорте, в шахтах, в колхозах и совхозах абонентские пункты присоединяют непосредственно к двум фазам воздушной или кабельной сети 380 или 500 *в*, которая питается от линии 3, 6 или 10 *кв*. Диспетчерская аппаратура может подключаться к двум фазам низковольтной сети, идущей от диспетчерского пункта к силовому трансформатору, или прямо к линии 3, 6 или 10 *кв* через конденсатор связи. На частотах 10—50 *кгц* затухание сигналов в силовых трансформаторах получается наименьшим. На частотах

выше 50 *кгц* растет и затухание, вносимое низковольтной осветительной и силовой нагрузкой.

На контактных сетях электротранспорта вследствие высокого уровня помех, создаваемого тяговыми подстанциями и искрением между контактным проводом и токоприемником или колесами и рельсами, нельзя выбирать частоты связи ниже 20—30 *кгц* [Л. 20].

Глава вторая

СОГЛАСОВАНИЕ СПЕКТРА СИГНАЛА И ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ КАНАЛА

6. ЧАСТОТНОЕ И ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ

В подавляющем большинстве случаев по одной линии связи осуществляется независимая передача сигналов нескольких устройств телемеханики, т. е. многоканальная связь.

При построении многоканальных систем телемеханики по проводным линиям связи применяют два метода разделения сигналов: частотное и временное.

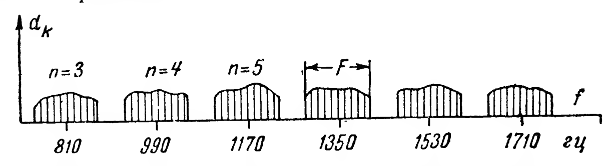


Рис. 27. Спектр сигналов аппаратуры ТМТП.

Частотное разделение сигналов возможно при помощи фильтров. Поэтому прежде всего необходимо смещение (перенос) спектров сигналов, при котором их полосы частот не перекрываются. Такая же задача возникает при передаче сигналов телемеханики по высоковольтным линиям электропередачи и радиоканалам.

Смещение (перенос) спектров сигналов устройств телемеханики, как и аппаратуры связи, осуществляют путем модуляции гармонического (синусоидального) напряжения или тока. Так, для организации до 16 симплексных или 7 дуплексных телемеханических каналов в тональном диапазоне частот 380—3 220 *гц* по воздушным или кабельным линиям связи используется аппаратура типа ТМТП [Л. 9]. В этой аппаратуре при помощи 16 гармонических колебаний с частотами $f_0=450+180(n-1)$, где $n=1, 2, \ldots, 16$ — номер канала, полосы частот $F=140\div155$ *гц* телемеханических сигналов, которые можно назвать первичными, смещаются на разные интервалы (рис. 27). Как видно из рисунка, полосы частот модулированных сигналов не перекрываются и в приемнике сигналы отдельных каналов можно выделить при помощи фильтров.

Временно́е разделение сигналов нескольких каналов получается при помощи синхронно работающих коммутаторов на передающей и приемной стороне линии связи. Спектры сигналов при временно́м разделении могут и перекрываться. По линии по очереди передаются первичные сигналы, например, различных кон-

тролируемых величин системы телеизмерения. Для увеличения скорости передачи информации применяется предварительная модуляция первичными сигналами последовательности прямоугольных импульсов (импульсная модуляция). В этом случае по линии связи передаются импульсы, модулированные первичными сигналами.

7. АМПЛИТУДНАЯ, ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИИ

Гармоническое напряжение

$$u = u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \tag{29}$$

где U_0 — амплитуда напряжения, ω_0 — несущая частота, φ_0 — начальная фаза, можно представить вектором на комплексной плоскости (рис. 28) длиной U_0. Этот вектор вращается с угловой скоростью ω_0 и в начальный момент времени ($t=0$) повернут по отношению к вещественной оси на угол φ_0, а в любой другой момент времени — на угол

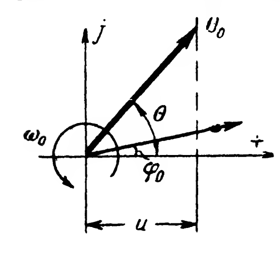


Рис. 28. Изображение гармонического напряжения вектором на комплексной плоскости.

$$\theta = \omega_0 t + \varphi_0. \tag{30}$$

Его проекция $U_0 \cos\theta$ на вещественную ось в любой момент времени равна мгновенному значению напряжения $u(t)$.

При модуляции гармонического напряжения $u(t)$ первичными сигналами телемеханики можно воздействовать на амплитуду напряжения — амплитудная модуляция (АМ), на частоту — частотная модуляция (ЧМ) или на фазу — фазовая модуляция (ФМ).

В случае **амплитудной модуляции** частота модулируемого напряжения $u(t)$ не изменяется и остается равной ω_0, начальная фаза φ_0 задается моментом начала модуляции, а амплитуда изменяется в соответствии с законом изменения величины модулирующего (первичного) сигнала.

Если ΔU — наибольшее изменение амплитуды модулируемого напряжения, то амплитуда модулируемого напряжения

$$U = U_0 + \Delta U\, x(t) = U_0 \left[1 + \frac{\Delta U}{U_0} x(t)\right] = U_0 [1 + m x(t)], \tag{31}$$

где $x(t)$ — закон изменения первичного сигнала, причем $|x(t)| \leqslant 1$, а $m = \Delta U / U_0$ — относительное изменение амплитуды, которое называют **коэффициентом или глубиной модуляции**.

Таким образом, напряжение, модулированное по амплитуде, можно записать в виде

$$u = U \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_0 [1 + m x(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{32}$$

Оно изображается вектором, который вращается с постоянной угловой скоростью ω_0, но длина которого U изменяется по закону (31).

При **частотной модуляции** амплитуда модулируемого напряжения остается постоянной, а частота изменяется в соответ-

ствии с законом изменения модулирующего сигнала. Такое напряжение, модулированное по частоте, изображается вектором постоянной длины U_0, который вращается с изменяющейся скоростью ω.

Мгновенное значение $u(t)$ модулированного напряжения опять определяется как проекция вращающегося вектора на вещественную ось

$$u = U_0 \cos \theta,$$

только при неравномерной скорости вращения угол θ нельзя найти по формуле (30). Так как по определению мгновенная угловая скорость вращения вектора $\omega = d\theta/dt$, то

$$\theta = \int \omega\, dt + \text{const}. \qquad (33)$$

Постоянная интегрирования определяет положение вектора в начальный момент отсчета времени $t=0$, т. е. $\text{const} = \varphi_0$. Поэтому мгновенное значение напряжения, модулированного по частоте,

$$u = U_0 \cos\left(\int \omega\, dt + \varphi_0\right). \qquad (34)$$

Если наибольшее изменение частоты при модуляции или девиацию частоты обозначить $\Delta\omega$, то

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega\, x(t) \qquad (35)$$

и

$$u = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega \int x(t)\, dt + \varphi_0\right]. \qquad (36)$$

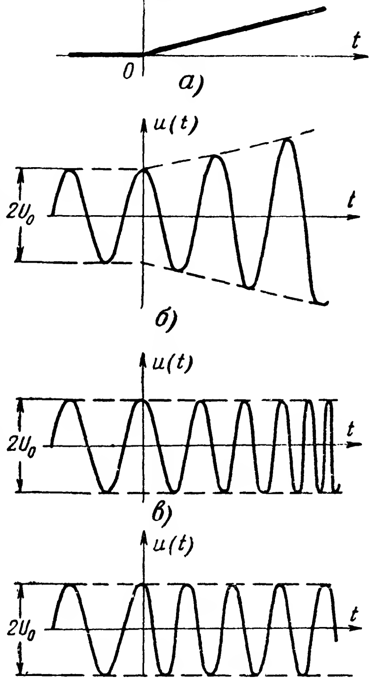


Рис. 29. Графики сигналов.

а — модулирующий сигнал; *б* — напряжение, модулированное по амплитуде, частота неизменна и равна ω_0; *в* — напряжение, модулированное по частоте, частота до модуляции неизменна и равна ω_0, при модуляции частота $\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cdot at$; *г* — напряжение, модулированное по фазе, частота до модуляции неизменна и равна ω_0, при модуляции частота $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\varphi \cdot a$ и также неизменна.

При фазовой модуляции остаются постоянными амплитуда U_0 и частота ω_0, а изображающий модулированное напряжение вектор в результате модуляции отклоняется от положения, которое он занимает на диаграмме (рис. 28). Если обозначить наибольшее отклонение вектора или девиацию фазы $\Delta\varphi$, то фаза θ изменяется по закону

$$\theta = \omega_0 t + \Delta\varphi\, x(t) + \varphi_0. \qquad (37)$$

Мгновенное значение напряжения, модулированного по фазе,

$$u = U_0 \cos \theta = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\varphi \cdot x(t) + \varphi_0\right]. \qquad (38)$$

Отклонение вектора (качание) можно рассматривать и как вращение с изменяющейся скоростью. Это значит, что между напряжениями, модулированными по частоте и по фазе, есть много общего.

Чтобы подчеркнуть разницу между ЧМ и ФМ и сравнить их с АМ, посмотрим графики модулированных напряжений при одном и том же законе изменения модулирующего (первичного) сигнала. Предположим, что в некотором интервале времени, начиная с момента, который примем за $t=0$, напряжение первичного сигнала линейно возрастает $x(t)=at$ (рис. 29,*а*), а начальная фаза $\varphi_0=0$.

В случае амплитудной модуляции модулированное напряжение найдем по формуле (32)

$$u=U_0[1+mat]\cos\omega_0 t.$$

Амплитуда модулированного напряжения также нарастает линейно $U=U_0+maU_0t$ (рис. 29,*б*).

При частотной модуляции напряжение найдем по формуле (36)

$$u=U_0\cos\left[\omega_0 t+\Delta\omega\int at\,dt\right]=$$

$$=U_0\cos\left[\omega_0 t+\Delta\omega\, a\frac{t^2}{2}\right],$$

где в прямоугольных скобках записана фаза θ напряжения в любой момент времени. Чтобы построить график напряжения, определим мгновенную частоту

$$\omega=d\theta/dt=\omega_0+\Delta\omega\, at.$$

Частота модулированного напряжения линейно нарастает, как и показано на рис. 29,*в*.

При фазовой модуляции напряжение определяется выражением (38)

$$u=U_0\cos[\omega_0 t+\Delta\varphi\, at].$$

Мгновенная частота

$$\omega=d\theta/dt=\omega_0+\Delta\varphi\, a=\omega_1.$$

Таким образом, в момент начала модуляции частота изменилась на величину $\Delta\varphi\, a$, а далее остается постоянной и равной ω_1.

После сравнения графиков напряжений, модулированных по амплитуде, частоте и фазе, сравним спектры сигналов при трех видах модуляции.

8. СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ, МОДУЛИРОВАННЫХ ПО АМПЛИТУДЕ, ПО ЧАСТОТЕ И ПО ФАЗЕ

Для сравнения спектров сигналов, модулированных по амплитуде, частоте и фазе, возьмем опять одно и то же модулирующее напряжение (первичный сигнал), причем такое, у которого наиболее простой спектр. Как показано в гл. 1, наиболее простой спектр — одну спектральную линию имеет простое гармоническое колебание, такой спектр практически имеют и некоторые первичные сигналы телемеханики. Закон изменения такого первичного сигнала: $x(t)=\cos\Omega_1 t$ (или $\sin\Omega_1 t$).

а) Амплитудная модуляция

Запишем модулированное по амплитуде напряжение по формуле (32), выбирая $\varphi_0=0$:

$$u=U_0(1+m\cos\Omega_1 t)\cos\omega_0 t. \qquad (39)$$

Графики модулирующего (первичного) и модулированного сигналов показаны на рис. 30. Наибольшее значение напряжения (при $\cos\Omega_1 t=1$) равно $U_0(1+m)$, наименьшее $U_0(1-m)$.

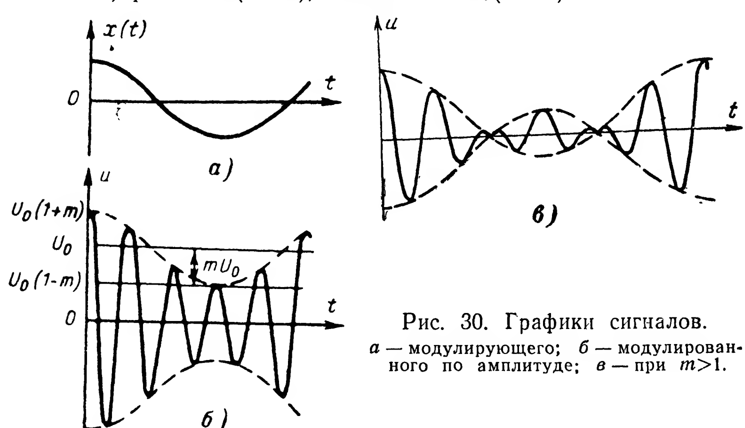


Рис. 30. Графики сигналов.
а — модулирующего; *б* — модулированного по амплитуде; *в* — при $m>1$.

От коэффициента m — глубины модуляции — зависит амплитуда mU_0 огибающей модулированного напряжения, которая на рис. 30,*б* показана пунктиром. Огибающая повторяет закон изменения первичного сигнала (рис. 30,*а*). Чем больше амплитуда огибающей, тем выше уровень первичного сигнала, получаемого после демодуляции в приемнике, так что желательно иметь возможно больший коэффициент модуляции. Однако при $m>1$ наступает перемодуляция (рис. 30,*в*), при которой форма огибающей не повторяет закона изменения первичного сигнала. Перемодуляция недопустима, так как в приемном устройстве получится искаженный первичный сигнал.

Для разложения напряжения (39) на гармонические составляющие заменим произведение косинусов по формуле

$$\cos x\cdot\cos y=\frac{1}{2}\cos(x-y)+\frac{1}{2}\cos(x+y). \qquad (40)$$

Тогда получим:

$$u=U_0\cos\omega_0 t+\frac{m}{2}U_0\cos(\omega_0-\Omega_1)t+$$

$$+\frac{m}{2}U_0\cos(\omega_0+\Omega_1)t, \qquad (41)$$

т. е. спектр сигнала, модулированного по амплитуде, состоит в этом случае из трех гармонических составляющих: несущей с частотой ω_0 и двух боковых — нижней с частотой $\omega_0-\Omega_1$ и верхней с частотой $\omega_0+\Omega_1$. Спектры модулирующего сигнала и модулированного напряжения показаны на рис. 31.

Энергия модулированного сигнала равна сумме энергий его гармонических составляющих (10). Поэтому для сигнала с напряжением (41)

$$W=N\left[U_0^2+\left(\frac{m}{2}U_0\right)^2+\left(\frac{m}{2}U_0\right)^2\right]=$$

$$=NU_0^2\left(1+\frac{m^2}{2}\right).$$

Энергия немодулированного сигнала составляет:

$$W=NU_0^2.$$

Таким образом, в результате модуляции энергия увеличивается, причем прирост энергии тем значительнее, чем больше глубина модуляции m.

Если спектр первичного сигнала состоит из двух гармонических составляющих с частотами Ω_1 и Ω_2, то в спектре модулированного

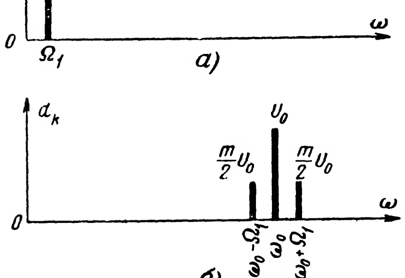


Рис. 31. Спектры сигналов.
а — модулирующего; *б* — модулированного по амплитуде.

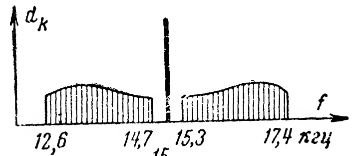


Рис. 32. Боковые полосы при амплитудной модуляции.

сигнала получаются две нижние боковые составляющие с частотами $\omega_0-\Omega_1$, $\omega_0-\Omega_2$ и две верхние с частотами $\omega_0+\Omega_1$, $\omega_0+\Omega_2$. В общем случае спектр модулированного сигнала содержит нижнюю и верхнюю боковые полосы. Так, на рис. 32 показан спектр модулированного сигнала с несущей частотой $f_0=15$ *кгц* при передаче телефонного разговора с полосой частот 0,3—2,4 *кгц*.

Рассматривая рис. 31 и 32, нетрудно заметить, что для получения спектра амплитудно-модулированного сигнала нужно: 1) сместить спектр модулирующего (первичного) сигнала на интервал частот, равный несущей частоте ω_0, и 2) построить зеркальное отражение смещенного спектра относительно спектральной линии на несущей частоте ω_0.

Полоса частот напряжения, модулированного по амплитуде, зависит от наивысшей частоты модулирующего сигнала $\Omega_{макс}$.

В спектре модулированного сигнала получается наибольшая верхняя боковая частота $\omega_0+\Omega_{макс}$ и наименьшая нижняя боковая частота $\omega_0-\Omega_{макс}$. Поэтому полоса частот модулированного сигнала равна:

$$(\omega_0+\Omega_{макс})-(\omega_0-\Omega_{макс})=2\Omega_{макс},$$

т. е. вдвое больше наивысшей частоты спектра модулирующего сигнала. Так, для спектра по рис. 32 полоса частот равна 17,4—12,6= =4,8 *кгц*.

Для уменьшения полосы частот модулированного сигнала, повышения помехоустойчивости и лучшего использования аппаратуры обычная модуляция все чаще заменяется передачей одной боковой полосы (ОБП). При однополосной связи несущая и вторая боковая полосы подавляются фильтрами или специальными схемами (см. § 13, 14). Такая передача имеет ряд преимуществ. Полоса передаваемых частот сокращается более чем в 2 раза, и при многоканальной связи число каналов может быть удвоено, а уровень помех в каждом канале снижается. Например, в случае помех, мощность которых пропорциональна полосе пропускания канала (так называемые гладкие помехи), получается при прочих равных условиях снижение мощности помех вдвое по сравнению с обычной амплитудной модуляцией.

Напряжение или мощность передаваемой одной боковой полосы при той же номинальной мощности усилителей канала связи может быть повышена. Чтобы пояснить эту возможность, предположим, что модулирующий сигнал гармонический, т. е. $x(t)=\cos\Omega_1 t$. Тогда после подавления несущей и, например, нижней боковой составляющей с частотой $\omega_0-\Omega_1$ (рис. 31,*б*) спектр будет состоять из одной спектральной линии с частотой $\omega_0+\Omega_1$. График этого косинусоидального напряжения показан на рис. 33. Амплитуда напряжения верхней боковой составляющей $mU_0/2$, но ее уровень можно повысить до $(1+m)U_0$, так как при обычной амплитудной модуляции наибольшее напряжение как раз равно этой величине (рис. 30,*б*).

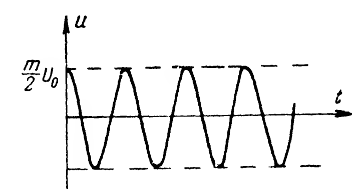


Рис. 33. График сигнала при однополосной передаче и гармоническом модулирующем сигнале. Частота сигнала равна $\omega_0+\Omega_1$.

После демодуляции, как указывалось, величина восстановленного первичного сигнала в случае АМ пропорциональна амплитуде огибающей mU_0. В случае ОБП с увеличенным уровнем напряжения боковой составляющей восстановленный первичный сигнал (после демодуляции) можно повысить до величины, пропорциональной $(1+m)U_0$. При наибольшей глубине модуляции $m=1$ получится выигрыш в величине первичного сигнала в $(1+m)/m=2$ раза по напряжению, т. е. в 4 раза по мощности. Таким образом, переход к системе ОБП дает снижение уровня помех и возможность повысить уровень передаваемого первичного сигнала.

На приемном конце при модуляции АМ из напряжения, изменяющегося по амплитуде и имеющего постоянную частоту ω_0 (рис. 30,*б*), т. е. из трех гармонических напряжений с частотами

$\omega_0-\Omega_1$, ω_0 и $\omega_0+\Omega_1$ (рис. 31,*б*) должен быть выделен сигнал с частотой Ω_1. Получение первичного сигнала с частотой Ω_1, которой нет в спектре модулированного сигнала (рис. 31,*б*), возможно при помощи нелинейных устройств, на выходе которых получаются комбинированные частоты, т. е. суммарные и разностные частоты спектра, высшие гармоники частот спектра и т. д. (см. подробнее § 14). Например, могут быть получены частоты $(\omega_0-\Omega_1)+\omega_0$; $(\omega_0+\Omega_1)+2\omega_0$; $2(\omega_0-\Omega_1)+\omega_0$ и т. д. В частности, получается и «полезный продукт» — напряжение с разностной частотой $(\omega_0+\Omega_1)-\omega_0=\Omega_1$, т. е. первичный сигнал.

В случае ОБП и гармоническом модулирующем сигнале (рис. 33) спектр состоит из одной спектральной линии и никаких комбинационных частот возникнуть не может. Поэтому в аппаратуре, предназначенной для приема АМ, нельзя получить первичный сигнал при передаче по методу ОБП. В приемнике системы ОБП должен быть генератор напряжения несущей частоты ω_0. Тогда на демодулятор подаются гармонические колебания двух частот $\omega_0+\Omega_1$ и ω_0, а среди комбинационных частот получается и разностная частота Ω_1. Усложнение схемы приемника — основной недостаток системы ОБП.

Если частота колебаний генератора приемника (гетеродина) изменится на величину $\Delta\Omega$, то настолько же изменится частота восстановленного первичного сигнала $(\Omega_1+\Delta\Omega)$. В различных установках телемеханики и связи допустима разная нестабильность частоты генератора приемника. Наиболее жесткие требования должны предъявляться к этому генератору в частотных системах телеизмерения. Поэтому в частотных системах телеизмерения с передачей одной боковой полосы, помимо частот, при помощи которых передается телеизмерение, должна передаваться еще контрольная частота для синхронизации.

б) Частотная модуляция

Составим спектр сигнала, модулированного по частоте, предполагая опять, что первичный сигнал гармонический $x(t)=\cos\Omega_1 t$ и $\varphi_0=0$.

По формуле (36) найдем выражение для напряжения, модулированного по частоте,

$$u=U_0\cos\left[\omega_0 t+\Delta\omega\int\cos\Omega_1 t\cdot dt\right]=$$

$$=U_0\cos\left[\omega_0 t+\frac{\Delta\omega}{\Omega_1}\sin\Omega_1 t\right], \qquad (42)$$

где $\Delta\omega/\Omega_1=\beta$ называется и н д е к с о м ч а с т о т н о й м о д у л я ц и и.

График модулированного напряжения показан на рис. 34. Частота сигнала изменяется по закону $\omega=d\theta/dt=\omega_0+\Delta\omega\cos\Omega_1 t$. От величины девиации $\Delta\omega$ зависят пределы изменения частоты модулированного сигнала: наибольшая частота $\omega_{макс}=\omega_0+\Delta\omega$, наименьшая $\omega_{мин}=\omega_0-\Delta\omega$. Сама величина девиации $\Delta\omega$ определяется амплитудой первичного сигнала. Частота первичного сигнала Ω_1 задает период $T=2\pi/\Omega_1$ цикла изменения частоты ω (рис. 34).

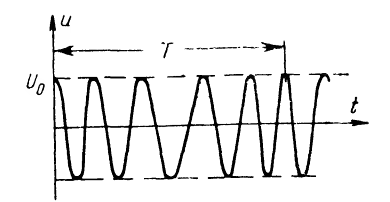


Рис. 34. График частотно-модулированного сигнала; частота сигнала переменная.

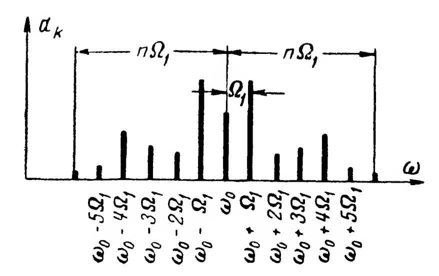


Рис. 35. Спектр амплитуд частотно-модулированного сигнала по рис. 34.

Для разложения модулированного сигнала (42) на гармонические составляющие заменим косинус суммы двух углов по формуле

$$\cos(x+y)=\cos x\cos y-\sin x\sin y. \tag{43}$$

Тогда получим:

$$u=U_0\cos[\omega_0 t+\beta\sin\Omega_1 t]=$$

$$=U_0\cos\omega_0 t\cos(\beta\sin\Omega_1 t)-U_0\sin\omega_0 t\sin(\beta\sin\Omega_1 t), \tag{44}$$

функции $\cos(\beta\sin\Omega_1 t)$ и $\sin(\beta\sin\Omega_1 t)$ раскладываются в ряды не тригонометрических, а Бесселевых функций первого рода $J(\beta)$ соответственно четного ($2k$) и нечетного ($2k+1$) порядков

$$\cos(\beta\sin\Omega_1 t)=J_0(\beta)+2\sum_{k=1}^{\infty}J_{2k}(\beta)\cos 2k\Omega_1 t; \tag{45}$$

$$\sin(\beta\sin\Omega_1 t)=2\sum_{k=0}^{\infty}J_{2k+1}(\beta)\sin(2k+1)\Omega_1 t. \tag{46}$$

Теперь для разложения напряжения на гармонические составляющие остается подставить эти ряды в выражение (44) и заменить произведение косинусов по формуле (40) и произведения синусов по выражению

$$\sin x\cdot\sin y=\frac{1}{2}\cos(x-y)-\frac{1}{2}\cos(x+y). \tag{47}$$

В результате найдем, что

$$u=U_0[J_0(\beta)\cos\omega_0 t-J_1(\beta)\cos(\omega_0-\Omega_1)t+J_1(\beta)\cos(\omega_0+\Omega_1)t+$$

$$+J_2(\beta)\cos(\omega_0-2\Omega_1)t+J_2(\beta)\cos(\omega_0+2\Omega_1)t-$$

$$-J_3(\beta)\cos(\omega_0-3\Omega_1)t+J_3(\beta)\cos(\omega_0+3\Omega_1)t+\ldots]. \tag{48}$$

Спектр амплитуд модулированного по частоте напряжения приведен на рис. 35. Спектр состоит из колебаний с несущей частотой

ω_0, амплитуда которого пропорциональна Бесселевой функции нулевого порядка $J_0(\beta)$ и бесконечных верхней и нижней боковых полос с амплитудами гармонических составляющих $\omega_0 \pm k\Omega_1$, пропорциональными Бесселевым функциям соответствующих порядков.

Энергия модулированного сигнала

$$W = NU_0^2 [J_0^2(\beta) + 2J_1^2(\beta) + 2J_2^2(\beta) + \ldots].$$

Но так как $J_0^2(\beta) + 2\sum_{k=1}^{\infty} J_k^2(\beta) = 1$, то $W = NU_0^2$, т. е. в результате модуляции энергия не увеличивается.

Естественно, опять возникает вопрос о практически необходимой ширине спектра. Для ответа на этот вопрос нужно сравнить амплитуды гармонических составляющих спектра, т. е. высоту спектральных линий на рис. 35. Ясно, что величины амплитуд модулированного сигнала (48) зависят от аргумента Бесселевых функций β — индекса частотной модуляции.

Индекс частотной модуляции $\beta = \Delta\omega/\Omega_1$ определяется двумя параметрами: девиацией частоты $\Delta\omega$ и частотой первичного сигнала Ω_1. Частота первичного сигнала Ω_1 всегда задана, она зависит от принятой системы телеизмерения или телеуправления и типа примененной аппаратуры. Например, при частотной системе телеизмерения с аппаратурой ТНЧ-2 частота первичного сигнала $(\Omega_1/2\pi)$, как указывалось, изменяется в пределах от 44 до 27 *гц*. Возможная девиация частоты $\Delta\omega$ зависит от требований к помехозащищенности передачи и отведенной для данной передачи ширины полосы канала связи. Чем больше девиация частоты $\Delta\omega$, тем выше уровень восстановленного первичного сигнала в приемнике, но тем бо́льшую полосу пропускания должен иметь канал связи.

Исследуем, как зависит необходимая ширина спектра частотно-модулированного сигнала от индекса модуляции β.

Предположим сначала, что выбран очень малый индекс β, а именно $\beta \to 0$. Тогда в выражении (44) можно принять: $\cos(\beta \sin \Omega_1 t) \approx 1$ и $\sin(\beta \sin \Omega_1 t) \approx \beta \sin \Omega_1 t$, т. е. модулированное напряжение

$$u = U_0 \cos \omega_0 t - U_0 \sin \omega_0 t \cdot \beta \sin \Omega_1 t =$$

$$= U_0 \cos \omega_0 t - \frac{\beta}{2} U_0 \cos(\omega_0 - \Omega_1) t + \frac{\beta}{2} U_0 \cos(\omega_0 + \Omega_1) t.$$

Сравнивая полученное выражение с формулой (41), видим, что при $\beta \to 0$ (практически при $\beta < 0{,}4$) спектр частотно-модулированного сигнала, как и спектр сигнала, модулированного по амплитуде, состоит всего из трех гармонических составляющих: колебания с несущей частотой ω_0 и двух боковых с частотами $\omega_0 - \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_1$ (рис. 31,*б*). Таким образом, наименьшая ширина спектра получается такой же, как при амплитудной модуляции.

С ростом индекса модуляции β приходится учитывать все большее число боковых частот, так как удельный вес боковых состав-

Таблица 1

β	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7
0,2	0,99	0,10	—	—	—	—	—	—
0,4	0,96	0,20	0,020	0,001	—	—	—	—
0,6	0,91	0,29	0,044	0,004	—	—	—	—
1,0	0,76	0,44	0,115	0,020	0,002	—	—	—
2,0	0,22	0,58	0,35	0,13	0,034	—	—	—
5,0	0,18	0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05
10,0	0,25	0,06	0,25	0,06	0,22	0,23	0,015	0,22

ляющих увеличивается. Это видно из табл. 1, где приведены значения Бесселевых функций для различных индексов модуляции β. (Выделены гармоники, амплитуды которых составляют не менее 10% амплитуды немодулированного колебания.) При увеличении β происходит и перераспределение энергии. Все бóльшая часть энергии переносится боковыми составляющими.

Чем меньше индекс модуляции, тем меньшее число боковых составляющих нужно принимать во внимание и тем у́же практически необходимая ширина спектра частотно-модулированного сигнала. Поэтому частотную модуляцию с малыми индексами называют узкополосной. При узкополосной частотной модуляции ширина спектра почти такая же, как при амплитудной модуляции. Для передачи сигналов пригодны каналы с узкой полосой пропускания, но доля боковых составляющих (возникающих в результате модуляции, т. е. несущих информацию) мала, так что после демодуляции получается небольшой относительный уровень восстановленного первичного сигнала. Кроме того, при передаче по каналу с узкой полосой пропускания растут требования к стабильности несущей частоты. Изменение несущей частоты приводит к искажениям сигнала после демодуляции в приемнике.

Обычно для практически неискаженной передачи можно срезать все боковые составляющие, амплитуды которых не превышают 10—12% от амплитуды несущей U_0 до модуляции.

Тогда при $\beta<1$ достаточно передать только по одной верхней и нижней боковой частоте. При этом ширина спектра не зависит от девиации частоты и равна $2\Omega_1$.

Число необходимых боковых частот при $\beta>1$ определяется по таблицам Бесселевых функций, в частности из табл. 1. В [Л. 6] рекомендуется определять число боковых частот по формуле

$$n=\beta+1. \qquad (49)$$

При этом получается ширина спектра

$$2n\,\Omega_1=2(\beta+1)\Omega_1=2(\Delta\omega+\Omega_1). \qquad (50)$$

При передаче сигналов промышленных систем телемеханики наибольший индекс частотной модуляции обычно не превосходит $\beta_{макс}=1-1,1$ и для наивысшей частоты первичного сигнала ограничиваются первой парой боковых частот.

При больших индексах ($\beta\gg1$) модуляцию называют широкополосной. В этом случае ширина спектра

$$2n\Omega_1\approx2\beta\Omega_1=2\Delta\omega, \tag{51}$$

т. е. равна удвоенной величине девиации частоты или полосе качания частоты передатчика ($2\Delta\omega=\omega_{макс}-\omega_{мин}$) и не зависит от частоты модулирующего сигнала Ω_1. Такая модуляция применяется, например, для звукового сопровождения телевизионных передач и в передатчиках радиорелейных линий.

Процесс частотной модуляции нелинейный, поэтому спектр модулированного сигнала нельзя получить суммированием спектров колебаний при модуляции отдельными гармоническими составляющими напряжения. Например, при модулирующем сигнале $U_1\cos\Omega_1t+U_2\cos\Omega_2t$ спектр модулированного сигнала нельзя составить, как сумму спектров при модуляции отдельно сигналам $U_1\cos\Omega_1t$ и $U_2\cos\Omega_2t$. Спектр содержит не только составляющие боковых частот $\omega_0\pm k\Omega_1$ и $\omega_0\pm l\Omega_2$, где k и l — целые числа, но и боковые частоты $\omega_0\pm(k\Omega_1\pm l\Omega_2)$. При модулирующем сигнале со спектром от $\Omega_{мин}$ до $\Omega_{макс}$ после модуляции, естественно, получается еще более сложный спектр.

При широкополосной частотной модуляции необходимая ширина спектра много больше, чем при амплитудной. Так, для звукового сопровождения телевизионных передач с наивысшей модулирующей частотой звука $\Omega_{макс}/2\pi=10$ *кгц* при амплитудной модуляции требуется полоса частот $2\cdot10=20$ *кгц*, а при частотной с девиацией (стандартной) $\Delta\omega/2\pi=75$ *кгц* — полоса частот не менее $2\cdot75=150$ *кгц*.

При амплитудной модуляции с изменением частоты модулирующего сигнала Ω_1 пропорционально изменяется ширина спектра $2\Omega_1$. При частотной модуляции ширина спектра (50) изменяется в меньшей мере, а в случае широкополосной (51) практически не изменяется. С другой стороны, при АМ ширина спектра не зависит от интенсивности модулирующего сигнала (изменяется только глубина модуляции m), а при частотной модуляции с большим индексом ширина спектра пропорциональна интенсивности, так как с ростом интенсивности растут глубина частотной модуляции $\Delta\omega/\omega_0$ и девиации частоты $\Delta\omega$. Основное преимущество частотной модуляции с большим индексом — это значительно лучшая помехоустойчивость, чем при амплитудной модуляции, в случае помех небольшого уровня по сравнению с передаваемым сигналом.

в) Фазовая модуляция

Спектр сигнала, модулированного по фазе гармоническим первичным сигналом $x(t)=\cos\Omega_1t$, получается таким же, как при частотной модуляции. Действительно, по формуле (38)

$$u=U_0\cos[\omega_0t+\Delta\varphi\sin(\Omega_1t+\pi/2)], \tag{52}$$

где наибольшее изменение фазы $\Delta\varphi$ — **индекс фазовой модуляции**. Величина $\Delta\varphi$ определяется амплитудой первичного сигнала.

Частота сигнала изменяется по закону

$$\omega = d\theta/dt = \omega_0 - \Delta\varphi\Omega_1 \sin \Omega_1 t.$$

Если выбрать $\Delta\varphi \cdot \Omega_1$ равным девиации частоты $\Delta\omega$ при частотной модуляции, т. е. $\Delta\varphi = \Delta\omega/\Omega_1 = \beta$, то получатся те же пределы качания частоты, что при частотной модуляции от $\omega_{мин} = \omega_0 - \Delta\varphi \cdot \Omega_1 = \omega_0 - \Delta\omega$ до $\omega_{макс} = \omega_0 + \Delta\omega$. График модулированного по фазе сигнала показан на рис. 36. От сигнала, модулированного по частоте

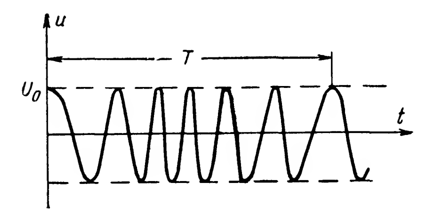


Рис. 36. График сигнала, модулированного по фазе; частота сигнала переменная.

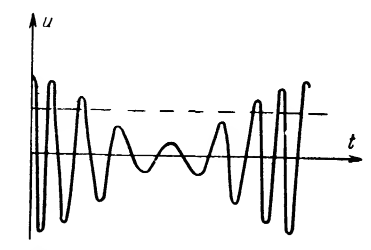


Рис. 37. Сигнал, модулированный по амплитуде и по частоте.

(рис. 34), он отличается в этом случае только начальной фазой, т. е. моментом времени, который выбран за начало отсчета времени ($t=0$).

Спектр сигнала (52) по составу такой же, как спектр сигнала, модулированного по частоте (42), и практически необходимая ширина спектра $2n\Omega_1$ зависит от частоты модулирующего сигнала. В телемеханике фазовая модуляция применяется редко из-за большей, чем при частотной модуляции, сложности схем передающего и приемного устройств.

г) Одновременная модуляция по амплитуде и по частоте

Двойная модуляция гармонического напряжения несущей частоты по амплитуде и по частоте применяется в аппаратуре телемеханики, например типов ТУ-3 и ТДО-400, для передачи сигналов телеуправления — телесигнализации и одновременно диспетчерской телефонной связи.

Наиболее простой по составу спектр сигнала с двойной модуляцией получится при гармоническом законе изменения как частоты, так и амплитуды (рис. 37), а именно:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos \Omega_1 t; \quad U = U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t).$$

Модулированное по частоте напряжение было получено выше при постоянной амплитуде U_0 (48). При изменении амплитуды в этом выражении следует заменить постоянную амплитуду U_0 изменяющейся. Тогда получим:

$$u = U_0 (1 + m \cos \Omega_2 t) [J_0 (\beta) \cos \omega_0 t - J_1 (\beta) \cos (\omega_0 - \Omega_1) t +$$

$$+ J_1 (\beta) \cos (\omega_0 + \Omega_1) t + J_2 (\beta) \cos (\omega_0 - 2\Omega_1) t +$$

$$+ J_2 (\beta) \cos (\omega_0 + 2\Omega_1) t - J_3 (\beta) \cos (\omega_0 - 3\Omega_1) t + \ldots].$$

По сравнению с напряжением, модулированным только по частоте, здесь появляются дополнительные составляющие двух видов

$$mU_0 J_0(\beta)\cos\omega_0 t\cdot\cos\Omega_2 t = \frac{m}{2}U_0 J_0(\beta)\,[\cos(\omega_0-\Omega_2)\,t +$$

$$+\cos(\omega_0+\Omega_2)\,t]$$

и

$$mU_0 Jk(\beta)\cos(\omega_0 \pm k\Omega_1)\,t\cos\Omega_2 t =$$

$$=\frac{m}{2}U_0 Jk(\beta)\,[\cos(\omega_0 \pm k\Omega_1 - \Omega_2)\,t +$$

$$+\cos(\omega_0 \pm k\Omega_1 + \Omega_2)\,t].$$

Рис. 38. Спектр сигнала по рис. 37 при $\Omega_1 \gg \Omega_2$.

Чтобы яснее выявить спектральный состав сигнала, предположим сначала, что $\Omega_1 \gg \Omega_2$, т. е. изменение амплитуды происходит значительно медленнее, чем изменение частоты. Тогда можно считать, что в спектре частотно-модулированного сигнала около несущего колебания с частотой ω_0 и боковых составляющих с частотами

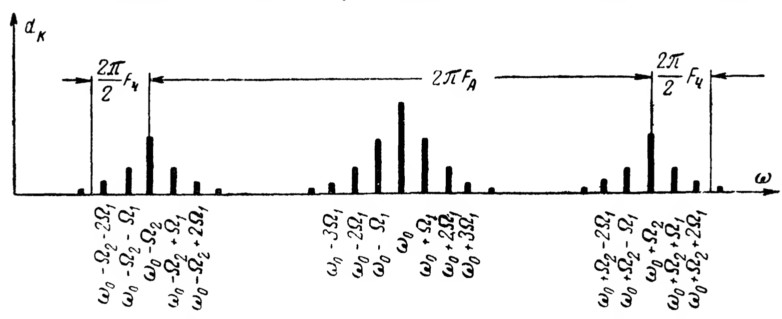


Рис. 39. Спектр сигнала по рис. 37 при $\Omega_1 \ll \Omega_2$.

$\omega_0 \pm k\Omega_1$ появились дополнительно по два спутника с частотами, отличающимися на $\pm\Omega_2$. Спектр такого сигнала показан на рис. 38.

Для систем телемеханики интереснее второй частный случай, а именно спектр сигнала при $\Omega_1 \ll \Omega_2$. Тогда можно считать, что у каждой из трех спектральных линий амплитудно-модулированного

сигнала (несущей с частотой ω_0, нижней боковой с частотой $\omega_0-\Omega_2$ и верхней боковой с частотой $\omega_0+\Omega_2$) появились дополнительно по две боковые дискретные полосы: верхняя с частотами $+k\Omega_1$ и нижняя с частотами $-k\Omega_1$. Спектр сигнала для этого случая двойной модуляции показан на рис. 39.

Практически необходимая ширина спектра сигнала примерно равна сумме необходимых спектров сигналов только при амплитудной модуляции $F_а$ и только при частотной модуляции $F_ч$ (рис. 39). При малом индексе частотной модуляции ($\beta<1$) необходимая ширина спектра лишь немногим больше, чем при амплитудной модуляции.

9. СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ ПРИ АМПЛИТУДНОЙ, ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

В значительном числе систем телеуправления, телесигнализации, телеизмерения и телеграфа первичный модулирующий сигнал состоит из последовательности однополярных или двухполярных прямоугольных импульсов (рис. 40,*а*).

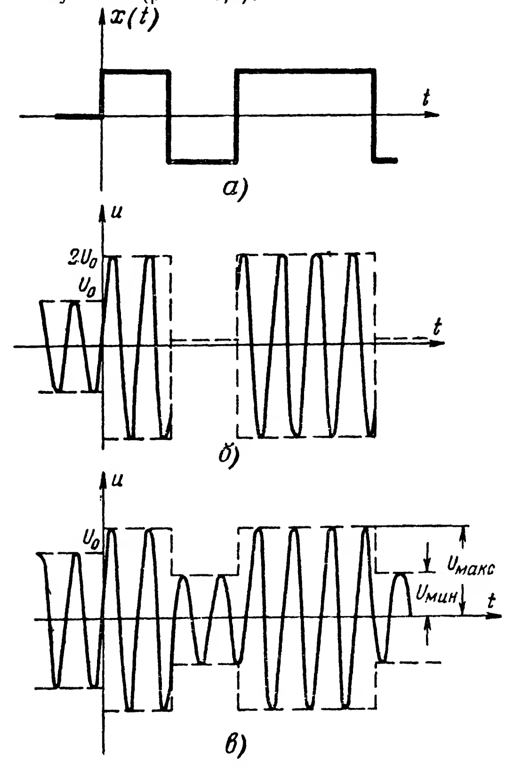
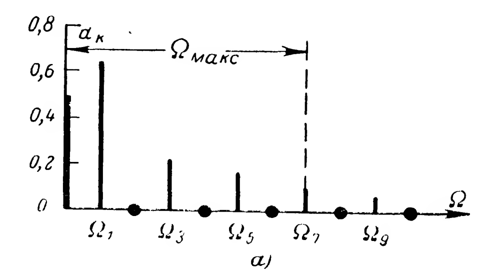


Рис. 40. Амплитудная манипуляция.

а — первичный сигнал; *б* и *в* — напряжение, манипулированное по амплитуде.

а) Амплитудная манипуляция

При амплитудной модуляции огибающая повторяет форму первичного сигнала, т. е. получаются гармонические колебания, амплитуда которых имеет только два значения $2U_0$ и 0 (рис. 40,*б*), или в общем случае (рис. 40,*в*) $U_{макс}=U_0(1+m)$ и $U_{мин}=U_0(1-m)$.



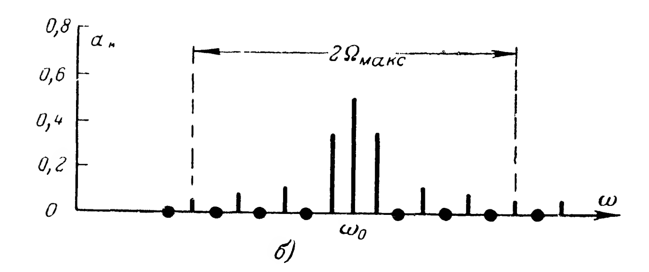


Рис. 41. Спектры сигналов по рис. 40.

а — спектр первичного сигнала; *б* — спектр сигнала, манипулированного по амплитуде.

Такой вид модуляции часто называют **амплитудной манипуляцией**.

Если спектр модулирующего сигнала известен, то нетрудно построить спектр сигнала после амплитудной манипуляции по общему правилу; сместить спектр модулирующего сигнала на интервал частот, равный несущей частоте ω_0, и зеркально отобразить относительно спектральной линии на несущей частоте.

Например, на рис. 41,*а* повторен спектр последовательности прямоугольных импульсов с периодом $T=2\tau$ и $U=1$ (рис. 5,*а*), а на рис. 41,*б* показан спектр сигнала после амплитудной манипуляции при $U_0=1$, $m=1$. Амплитуды боковых частот постепенно уменьшаются в той же мере, как и амплитуды высших гармоник первичного сигнала $x(t)=\frac{2}{\pi}\frac{1}{k}\cos k\Omega_1 t$, т. е. обратно пропорционально номеру гармоники k. Если спектр модулирующего сигнала ограничить при помощи фильтров частотой $\Omega_{макс}$ (на рис. 41,*а* выбрано $\Omega_{макс}=7\Omega_1$), то ширина спектра сигнала после манипуляции соста-

вит $2\Omega_{макс}$. Таким образом, в результате амплитудной манипуляции ширина спектра увеличится вдвое, как и во всех случаях амплитудной модуляции. Спектр сигнала можно ограничить и после манипуляции полосовым фильтром с полосой пропускания $2\Omega_{макс}$.

Ограничение полосы пропускания приводит к искажениям прямоугольной формы огибающей и тем самым восстановленного первичного сигнала после демодуляции. Но, как было указано выше, довольно часто практически достаточна полоса $2\Omega_{макс}=2\cdot 3\Omega_1=6\Omega_1$ и даже еще меньше. Так, например, в стандартной аппаратуре тонального телеграфа с амплитудной манипуляцией считается достаточной полоса $2\Omega_{макс}=2{,}5\Omega_1$, т. е. передача только первой гармоники. При полосе канала связи 80 *гц* допустимая наибольшая скорость 64 *бод*. Для сохранения 99% энергии сигнала необходимо было бы выбрать $\Omega_{макс}=21\Omega_1$, т. е. потребовалась бы полоса частот $2\Omega_{макс}=42\Omega_1$.

б) Частотная манипуляция

Сигнал после частотной манипуляции должен иметь два граничных значения — частоты $\omega_1=\omega_{мин}$ и $\omega_2=\omega_{макс}$. График напряжения $u(t)$, частота которого имеет два значения, показан на рис. 42,*а*. Такое напряжение можно представить как сумму двух сигналов u_1 и u_2 с амплитудной манипуляцией, т. е. получающихся от двух генераторов с амплитудной манипуляцией.

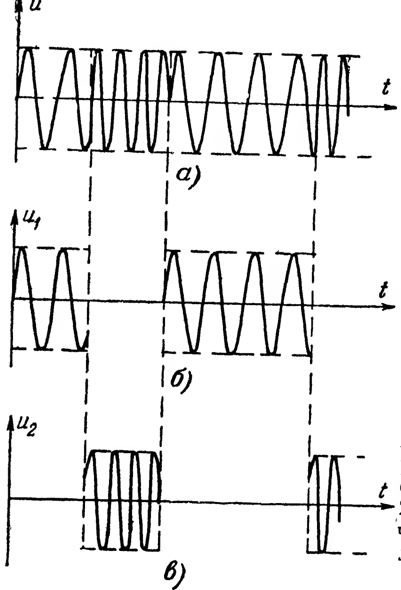


Рис. 42. Частотная манипуляция.
а — сигнал, частота которого изменяется скачком со значением ω_1 до ω_2; *б* и *в* — разложение сигнала на два колебания с амплитудной манипуляцией и частотами соответственно ω_1 и ω_2.

В моменты переключений колебания на одной частоте мгновенно прекращаются и возникают на другой частоте. Так как в эти моменты фазы исчезающих и возникающих колебаний могут быть различны, то фаза результирующего сигнала $u(t)$ (рис. 42,*а*) изменяется скачком. Спектр сигнала по рис. 42,*а* также составляется из спектров двух сигналов u_1 и u_2 по рис. 42,*б* и *в*. Результирующий спектр представлен на рис. 43. Необходимая ширина спектра, очевидно, равна $2\Omega_{макс}+(\omega_2-\omega_1)$, т. е. больше, чем при амплитудной манипуляции, на величину $\omega_2-\omega_1$.

Уровень восстановленного первичного сигнала в приемнике после демодуляции частотно-модулированных сигналов тем выше, чем больше разность частот ω_2 и ω_1. Поэтому желательна ширина спектра значительно бо́льшая, чем при

амплитудной манипуляции. В системах телемеханики по проводным линиям такой метод получения сигналов с манипуляцией по частоте не применяется.

Обычно для частотной манипуляции изменяют скачкообразно один из параметров генератора несущих колебаний. При таком

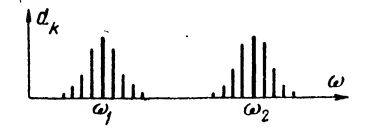


Рис. 43. Спектр сигнала по рис. 42,*а*.

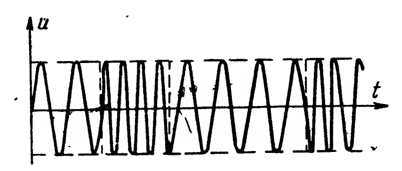


Рис. 44. График сигнала при частотной манипуляции; частота изменяется со значения ω_1 до ω_2 и обратно.

изменении параметра частота генерируемых колебаний также изменяется скачком. График напряжения генератора показан на рис. 44. Он отличается от графика напряжения по рис. 42,*а* тем, что в моменты скачкообразного изменения частоты нет разрыва фазы. Отсутствие скачкообразного изменения фазы существенно сказывается на спектре сигнала с частотной манипуляцией. Найдем этот спектр, предполагая, что модулирующим сигналом является последовательность прямоугольных двухполярных импульсов с периодом $T=2\pi/\Omega_1=2\tau$ (рис. 45,*а*), т. е.

$$x(t)=\frac{2}{\pi}\left(\sin\Omega_1 t+\frac{1}{3}\sin 3\Omega_1 t+\frac{1}{5}\sin 5\Omega_1 t+\dots\right).$$

Сигнал после частотной манипуляции запишем по формуле (36)

$$u=U_0\cos\theta=U_0\cos\left[\omega_0 t+\Delta\omega\int x(t)\,dt\right]=$$
$$=U_0\cos[\omega_0 t+\psi]=U_0\cos\omega_0 t\cos\psi-$$
$$-U_0\sin\omega_0 t\sin\psi, \qquad (53)$$

где $\psi=\Delta\omega\int x(t)dt$ — изменение фазы в результате частотной манипуляции (при отсутствии манипуляции, т. е. у несущего колебания. $\psi=0$). График изменения фазы ψ показан на рис. 45,*б*. Фаза изменяется от $-\psi_{макс}$ до $+\psi_{макс}$, т. е. на величину

$$2\psi_{макс}=\Delta\omega\int_0^{T/2}x(t)\,dt=\Delta\omega\int_0^{T/2}1\,dt=\frac{\Delta\omega T}{2}=$$
$$=\frac{\Delta\omega\cdot 2\pi}{2\Omega_1}=\beta\pi$$

или $\psi_{макс}=\beta\pi/2$, где β — индекс частотной модуляции.

В выражении (53) $\cos\psi$ и $\sin\psi$ — периодические функции, так как изменение фазы ψ происходит периодически. Периодические функции $f_1(t)=\cos\psi$ и $f_2(t)=\sin\psi$ можно разложить в ряды Фурье

$$f(t)=a_0+\sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\Omega_1 t+\sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\Omega_1 t$$

и тем самым найти спектр напряжения после частотной манипуляции.

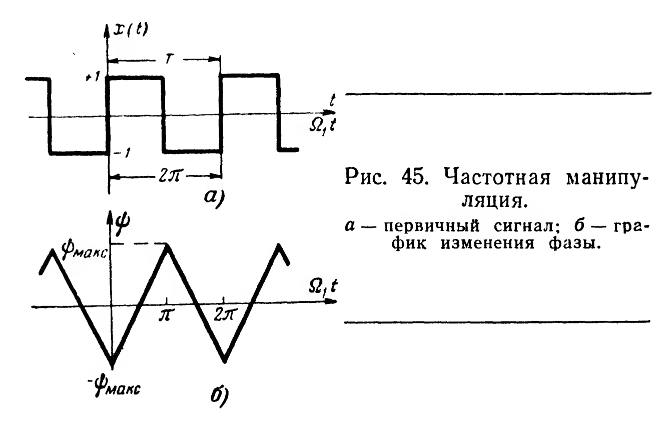


Рис. 45. Частотная манипуляция.

а — первичный сигнал; *б* — график изменения фазы.

При вычислении коэффициентов a_0, a_k и b_k следует учесть, что в интервале времени от 0 до $T/2$ (или π) фаза ψ изменяется по закону $\psi=\beta(\Omega_1 t-\pi/2)$, в интервале времени от $T/2$ (или π) до T (или 2π) — по закону $\psi=\beta(3\pi/2-\Omega_1 t)$. Например, по формулам (4) для функции $f_1(t)=\cos\psi$ получим:

$$a_0=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f_1(t)\,d\Omega_1 t=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\cos\beta(\Omega_1 t-\pi/2)\,d\Omega_1 t+$$

$$+\frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi}\cos\beta(3\pi/2-\Omega_1 t)\,d\Omega_1 t=\frac{2}{\pi\beta}\sin\beta\frac{\pi}{2};$$

$$a_k=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f_1(t)\cos k\Omega_1 t\,d\Omega_1 t=\frac{4\beta}{\pi(\beta^2-k^2)}\sin\beta\frac{\pi}{2}$$

при четном k; при нечетном k получается $a_k = 0$;

$$b_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_1(t) \sin k\Omega_1 t \, d\Omega_1 t = 0$$

при всех k.

Аналогично для функции $f_2(t) = \sin \psi$ получим.

$$a_0 = 0; \; b_k = 0; \; a_k = \frac{4\beta}{\pi(\beta^2 - k^2)} \cos \beta \frac{\pi}{2}$$

при нечетном k и $a_k = 0$ при четном k.

В результате напряжение после частотной манипуляции первичным сигналом по рис. 45,*а* записывается в виде

$$u = U_0 \frac{2}{\pi\beta} \sin \beta \frac{\pi}{2} \cos \omega_0 t +$$

$$+ U_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4\beta}{\pi[\beta^2 - (2n)^2]} \sin \beta \frac{\pi}{2} \cdot \cos 2n\Omega_1 t \cos \omega_0 t -$$

$$- U_0 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4\beta}{\pi[\beta^2 - (2n+1)^2]} \cos \beta \frac{\pi}{2} \cos (2n+1)\Omega_1 t \sin \omega_0 t.$$

Заменяя произведение косинусов по формуле (40) и произведение синуса на косинус по формуле

$$\sin x \cos y = \frac{1}{2} \sin (x - y) + \frac{1}{2} \sin (x + y), \tag{54}$$

окончательно получим:

$$u = \frac{2U_0}{\pi\beta} \Big\{ \sin \beta \frac{\pi}{2} \cos \omega_0 t - \frac{\beta^2}{\beta^2 - 1^2} \cos \beta \frac{\pi}{2} [\sin (\omega_0 - \Omega_1) t +$$

$$+ \sin (\omega_0 + \Omega_1) t] + \frac{\beta^2}{\beta^2 - 2^2} \sin \beta \frac{\pi}{2} [\cos (\omega_0 - 2\Omega_1) t +$$

$$+ \cos (\omega_0 + 2\Omega_1) t] - \ldots \Big\}. \tag{55}$$

Таким образом, спектр состоит из колебаний на несущей частоте ω_0 и на боковых частотах $\omega_0 \pm k\Omega_1$, как и в случае гармонического модулирующего сигнала $x(t) = \cos \Omega_1 t$, но амплитуды колебаний другие.

После манипуляции можно выделить фильтром полосу частот, достаточную для получения удовлетворительной формы восстановленного первичного сигнала в приемнике.

Для иллюстрации найдем амплитуды спектра сигнала аппаратуры ТМТП при скорости передачи импульсов 40 *бод* и девиации частоты 40 *гц*. При этой скорости передачи основная частота последовательности прямоугольных импульсов $\Omega_1=2\pi\cdot 20$, индекс частотной модуляции $\beta=\Delta\omega/\Omega_1=2\pi\cdot 40/2\pi\cdot 20=2$. Относительные значения амплитуд спектра после частотной манипуляции $u_{\text{отн}}=\frac{U_k}{2U_0/\pi\beta}$, вычисленные по формуле (55), приведены в табл. 2. При полученном частном значении $\beta=2$ в спектре отсутствуют составляющие с несущей частотой и боковыми частотами четных номеров $k>2$.

Таблица 2

Частота	$\omega_0\pm\Omega_1$	$\omega_0\pm 2\Omega_1$	$\omega_0\pm 3\Omega_1$	$\omega_0\pm 5\Omega_1$	$\omega_0\pm 7\Omega_1$	$\omega_0\pm 9\Omega_1$	$\omega_0\pm 11\Omega_1$
$u_{\text{отн}}$	1,33	1,57	0,80	0,19	0,089	0,052	0,034

Для аппаратуры КП-59 при максимальной скорости передачи 35 *бод* и девиации частоты 47 *гц* такой же расчет дает относительные значения амплитуд, представленные в табл. 3.

Таблица 3

Частота	ω_0	$\omega_0\pm\Omega_1$	$\omega_0\pm 2\Omega_1$	$\omega_0\pm 3\Omega_1$	$\omega_0\pm 4\Omega_1$
$u_{\text{отн}}$	0,873	0,562	1,972	1,910	0,713

Частота	$\omega_0\pm 5\Omega_1$	$\omega_0\pm 6\Omega_1$	$\omega_0\pm 7\Omega_1$	$\omega_0\pm 8\Omega_1$	$\omega_0\pm 9\Omega_1$
$u_{\text{отн}}$	0,195	0,220	0,084	0,110	0,047

В обоих случаях индекс модуляции невелик и для получения удовлетворительной формы первичного сигнала после демодуляции достаточно передавать спектр с сохранением нескольких (не более 3—5) боковых частот.

Для сокращения необходимой полосы пропускания длительность первичных сигналов — импульсов иногда специально увеличивают, как, например, в системе телемеханики типа ТКУ-2. Эта система состоит из аппаратуры БТФ-С и блоков уплотнения, т. е. преобразования первичных импульсов в частотно-модулированные сигналы [Л. 22]. Несущая частота генератора равна 13 или 15 *кгц*,

девиации частоты 250 *гц*. Длительность импульсов аппаратуры БТФ-С порядка 2 *мсек*. При непосредственной манипуляции несущего колебания такими импульсами необходимая полоса получилась бы широкой. Действительно, при $\tau=2$ *мсек* основная частота $\Omega_1/2\pi=1/T=1/2\tau=250$ *гц*, индекс частотной модуляции $\beta=1$.

Вычисляя амплитуды боковых составляющих спектра (55), аналогично представленным в табл. 2 и 3, и ограничивая спектр боковыми гармониками, амплитуды которых составляют не менее 10% от амплитуд первых боковых, получим необходимую ширину спектра $F=1\,000$ *гц*.

Для сокращения необходимой полосы импульсы предварительно удлиняются в формирователе до величины $\tau=10$ *мсек*. Тогда $\Omega_1/2\pi=50$ *гц*, $\beta=5$, и ширина спектра уменьшится до величины $F=500$ *гц*.

При больших индексах модуляции удельный вес боковых составляющих высоких номеров k растет. Действительно, амплитуды боковых гармоник пропорциональны величине $\beta^2/(\beta^2-k^2)$, т. е. растут, пока k увеличиваясь, приближается к значению β, а затем при $k>\beta$ быстро убывают. Если ограничить спектр гармониками с номером $k=\beta$, то получится ширина спектра $2k\Omega_1=2\Delta\omega$. Следовательно, во всех случаях при частотной манипуляции нужно сохранить полосу частот, превышающую удвоенное значение девиации частоты $\Delta\omega$.

При передаче сигналов с частотной манипуляцией по радиоканалу ширина спектра зависит от полосы пропускания резонансных контуров высокой частоты передатчика. Практически приходится считаться с боковыми частотами высокого порядка, вплоть до $k=(20\div40)\gg\beta$. Амплитуды гармоник таких больших порядков пропорциональны $1/k^2$, следовательно, их удельный вес очень быстро уменьшается. При амплитудной манипуляции амплитуды боковых гармоник убывают, как показано выше, пропорционально $1/k$. Поэтому спектр сигнала в радиоканале (в эфире) при частотной манипуляции может быть у́же спектра сигнала с амплитудной манипуляцией. Например, при скорости телеграфирования 500 слов в минуту практически получается ширина спектра сигнала с частотной манипуляцией немногим больше 3 *кгц*, а при амплитудной она составляет 6 *кгц*. При частотной манипуляции ширину спектра в радиоканале можно еще сократить искусственным скруглением острых углов прямоугольных импульсов.

Как и в других случаях, необходимую ширину спектра можно найти иначе, выбирая в качестве критерия сохраняемую часть энергии [Л. 23].

Метод двух генераторов с амплитудной манипуляцией позволяет получить частотную манипуляцию с большим индексом. Относительная девиация частоты может составлять десятки процентов. Такой метод частотной манипуляции применяют в некоторых системах радиоуправления и радиотелеметрии, когда ставится задача получить большой индекс частотной модуляции [Л. 24].

в) Фазовая манипуляция

В последнее время все большее значение для передачи дискретной информации приобретает фазовая манипуляция, которая сначала разрабатывалась для передачи телеграфных сигналов и поэтому часто называется фазовой телеграфией ФТ [Л. 25].

В простейшем случае передачи сигналов двоичным кодом фазы несущего колебания, соответствующие посылке и паузе или положительному и отрицательному импульсам (рис. 46,*а*), отличаются при ФТ на 180° (рис. 46,*б*). Зная спектр сигнала при амплитудной манипуляции последовательностью прямоугольных двухполярных импульсов (рис. 41,*б*), нетрудно найти спектр при манипуляции по фазе на 180°. Действительно, если к сигналу по рис. 46,*б* добавить немодулированное несущее колебание u_0 той же частоты ω_0 и амплитуды U_0, совпадающее по фазе, например, с колебаниями при положительных импульсах (рис. 46,*в*), то получится амплитудно-модулированный сигнал u_a с двойной амплитудой $2U_0$ (рис. 46,*г*). Следовательно, спектр сигнала при манипуляции по фазе можно получить из спектра, показанного на рис. 41,*б*, увеличив вдвое амплитуды всех боковых составляющих и исключив колебание несущей частоты (рис. 47, $U_0=1$, $m=1$).

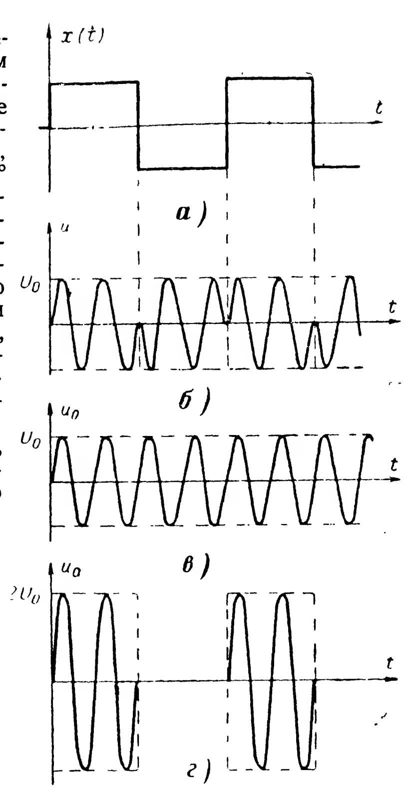


Рис. 46. Фазовая манипуляция.
а — первичный сигнал; *б* — сигнал с фазовой манипуляцией; *в* — гармонический сигнал; *г* — сигнал с амплитудной манипуляцией.

Однако на приемной стороне начальная фаза неизвестна и не может быть установлена по принимаемому сигналу. Поэтому практически применяется так называемая относительная фазовая телеграфия ОФТ. В отличие от ФТ при ОФТ манипуляция фазы происходит относительно фазы предшествующей посылки. Это значит, что скачок фазы имеет место тогда, когда в кодовой комбинации повторяются один за другим импульсы или паузы.

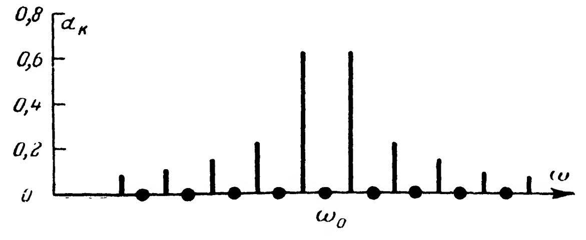


Рис. 47. Спектр сигнала по рис. 46,*б*.

При многократной ОФТ на одной несущей частоте ω_0 организуют несколько каналов связи. По сравнению с другими видами манипуляции ОФТ дает возможность передавать дискретную информацию с большей скоростью и достоверностью. Применяется ОФТ прежде всего в системах передачи данных для вычислительных машин и в космической связи.

10. СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ ПРИ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

При импульсной модуляции первичный сигнал модулирует не гармоническое напряжение (ток), а последовательность прямоугольных импульсов длительности τ с периодом следования T (рис. 48,*а*). Первичный сигнал (модулирующее напряжение), например одиночный импульс (рис. 48,*б*), может воздействовать на амплитуду последовательности импульсов (рис. 48,*в*). Такая модуляция называется амплитудно-импульсной (АИМ). Если первичный сигнал воздействует на ширину импульсов (рис. 48,*г*), получается широтно-импульсная модуляция (ШИМ), при воздействии на фазу — фазово-импульсная модуляция (ФИМ). В результате фазово-импульсной модуляции (рис. 48,*д*) смещается положение импульсов относительно моментов следования немодулированной последовательности импульсов (рис. 48,*а*) или, как говорят, тактовых точек. В телемеханике последние два метода называют еще время-импульсными (ВИМ). Наконец, возможно воздействие на частоту следования импульсов (рис. 48,*е*) — частотно-импульсная модуляция (ЧИМ). На рис. 48,*г* при широтно-импульсной модуляции длительность импульсов изменяется в результате смещения заднего фронта, но можно смещать и передний фронт или одновременно оба фронта.

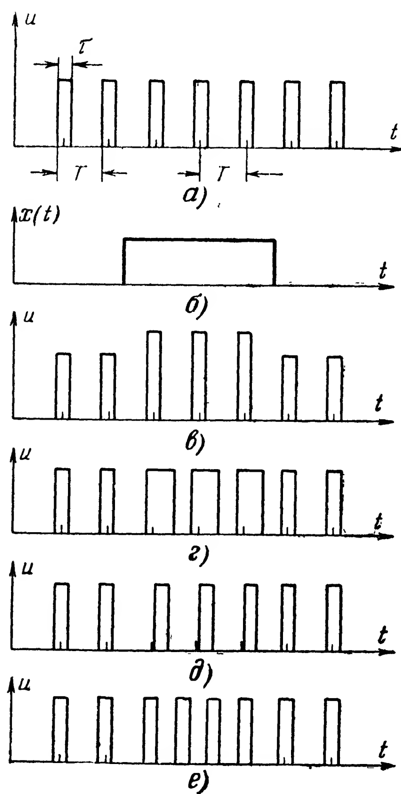


Рис. 48. Импульсная модуляция.
а — последовательность немодулированных импульсов; *б* — модулирующий сигнал; *в* — АИМ; *г* — ШИМ; *д* — ФИМ; *е* — ЧИМ.

Немодулированная последовательность импульсов принципиально не отличается от последовательности импульсов первичного сигнала по рис. 4,*а*, только скважность обычно во много раз больше. Разложение в ряде Фурье такой последовательности импульсов было по-

лучено выше [см. формулу (9)] или

$$u = E\frac{\tau}{T}\left[1+\sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_0 t\right], \tag{56}$$

где E — высота импульсов, $a_k = 2\dfrac{\sin k\omega_0\tau/2}{k\omega_0\tau/2}$ — относительные амплитуды гармоник, $\omega_0 = 2\pi/T$ — частота следования импульсов. Спектр — дискретный с частотами, кратными основной частоте ω_0, аналогичный спектрам на рис. 5.

Предположим теперь, что последовательность импульсов модулируется гармоническим первичным сигналом $x(t) = \sin\Omega_1 t$ по амплитуде (рис. 49), т. е. высота импульсов изменяется по закону $E(1+m\sin\Omega_1 t)$, где m — глубина модуляции.

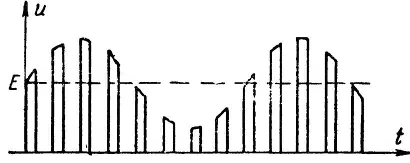


Рис. 49. Импульсы, модулированные по амплитуде.

Чтобы найти спектр модулированного сигнала, перепишем выражение (56), в котором постоянную высоту импульсов заменим изменяющейся по гармоническому закону

$$u = E(1+m\sin\Omega_1 t)\frac{\tau}{T}\left[1+\sum_{k=1}^{\infty} a_k\cos k\omega_0 t\right] =$$

$$= E\frac{\tau}{T}\left[1+m\sin\Omega_1 t+\sum_{k=1}^{\infty} a_k\cos k\omega_0 t+\right.$$

$$\left.+\sum_{k=1}^{\infty} m a_k \sin\Omega_1 t\cdot\cos k\omega_0 t\right], \tag{57}$$

или после замены произведения синус на косинус по формуле (54) получим:

$$u = E\frac{\tau}{T}\left[1+m\sin\Omega_1 t+\sum_{k=1}^{\infty} a_k\cos k\omega_0 t+\right.$$

$$+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{m}{2}a_k\sin(k\omega_0-\Omega_1)\,t+$$

$$\left.+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{m}{2}a_k\sin(k\omega_0+\Omega_1)\,t\right]. \tag{58}$$

Сравнивая полученное выражение с (56), видим, что в результате амплитудно-импульсной модуляции в спектре, кроме постоянной составляющей $E\tau/T$ и колебаний с частотами, кратными основной частоте ω_0, появились дополнительные составляющие. Во-первых, это составляющая с частотой модулирующего сигнала Ω_1, во-вторых, нижняя $k\omega_0-\Omega_1$ и верхняя $k\omega_0+\Omega_1$ боковые составляющие около каждой k-й гармоники основной частоты. Спектр модулированного сигнала показан на рис. 50.

Появление в спектре составляющей с частотой Ω_1 физически совершенно ясно. Если у последовательности импульсов постоянной

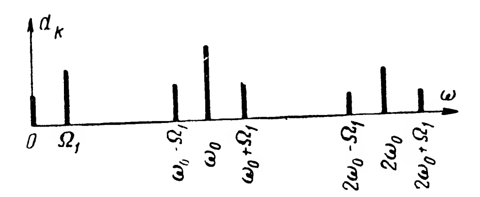


Рис. 50. Спектр импульсов по рис. 49.

высоты среднее значение также постоянно, то у последовательности импульсов, модулированных по амплитуде с частотой Ω_1 (рис. 49), и среднее значение изменяется с частотой Ω_1. Важно заметить, что ширина спектра последовательности импульсов, которую нужно сохранить при передаче, практически не изменяется в результате модуляции по амплитуде (появление боковых частот $k\omega_0\pm\Omega_1$ не сказывается на ширине спектра при $k\omega_0\gg\Omega_1$). В обоих случаях необходимая ширина спектра определяется длительностью импульсов τ, которая при амплитудной модуляции не изменяется.

Так как в спектре есть составляющая модулирующей частоты Ω_1, то выделить в приемнике первичный сигнал можно низкочастотным фильтром.

Если последовательность импульсов модулируется не простым гармоническим напряжением, а первичным сигналом, ширина спектра которого $\Omega_{мин}\div\Omega_{макс}$, то в спектре модулированного сигнала появляются полосы частот $\Omega_{мин}\div\Omega_{макс}$ и $k\omega_0\pm(\Omega_{мин}\div\Omega_{макс})$, как и показано на рис. 51. Первичный сигнал можно выделить без искажений низкочастотным фильтром только в том случае, если первая нижняя боковая полоса $(\omega_0-\Omega_{макс})\div(\omega_0-\Omega_{мин})$ не перекрывается с полосой $\Omega_{мин}\div\Omega_{макс}$. Поэтому частота следования импульсов ω_0 должна быть по крайней мере вдвое больше максимальной частоты спектра модулирующего сигнала $\Omega_{макс}$. Например, при передаче телефонного разговора с наивысшей частотой 3 400 *гц* выбирают частоту следования импульсов 8—10 *кгц*.

Рассмотренную здесь амплитудно-импульсную модуляцию обычно называют модуляцией 1-го рода (АИМ-1). При амплитудно-импульсной модуляции 2-го рода (АИМ-2) под действием модулирующего сигнала изменяется высота импульсов, но форма их остается прямоугольной. Спектральный состав модулированной последовательности импульсов при АИМ-2 не отличается от спектрального состава сигнала при АИМ-1; несколько изменяются только амплитуды составляющих спектра.

Для организации многоканальной связи с временным разделением каналов в промежутке времени между двумя импульсами одного канала передают импульсы от одного до нескольких десятков других каналов. Так, на рис. 52 показан суммарный сигнал двух каналов связи, у которых модулирующие функции $x_1(t)$ и $x_2(t)$ различны. В приемнике, как уже указывалось, импульсы различных каналов разделяются при помощи коммутатора, синхронно работающего с коммутатором передатчика. Чем больше каналов надо организовать, тем меньше должна быть длительность импульса τ, либо при той же длительности импульсов больше цикл повторения.

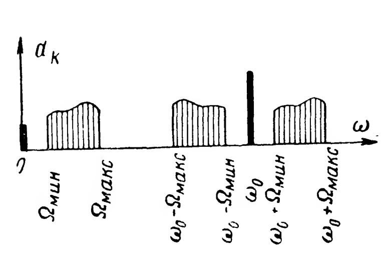
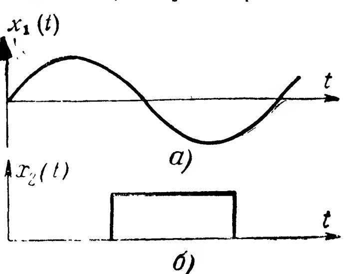


Рис. 51. Спектр сигнала при амплитудно-импульсной модуляции.



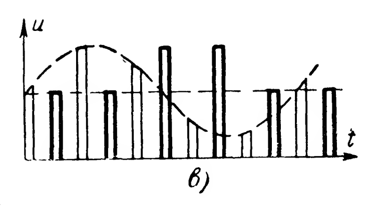


Рис. 52. Амплитудно-импульсная модуляция в двух каналах.

а и *б* — первичные сигналы; *в* — последовательность промодулированных импульсов.

При фазово-импульсной модуляции смещается положение импульсов относительно тактовых точек (рис. 48,*д*). Если сдвиг пропорционален модулирующему напряжению в момент появления импульса (ФИМ-1), то спектр как и при амплитудно-импульсной модуляции, содержит постоянную составляющую, составляющую с частотой модулирующего сигнала Ω_1, основную гармонику с частотой ω_0 ($k=1$) и кратные ей высшие гармоники с частотами $k\omega_0$. Но около составляющей основной частоты и каждой высшей гармоники появляются не одна нижняя и одна верхняя боковые спектральные линии, а дискретные полосы боковых гармоник с частотами $k\omega_0 \pm n\Omega_1$ (рис. 53). Если сдвиг пропорционален модулирующему напряжению в момент, соответствующий положению тактовой точки (ФИМ-2), то в спектре дополнительно содержатся гармоники частоты Ω_1 (модулирующего сигнала) и несколько отличаются амплитуды составляющих спектра.

Спектры сигналов с широтно-импульсной модуляцией и частотно-импульсной модуляцией по составу такие же, как при фазово-импульсной модуляции. При ШИМ длительность импульсов по сравнению с τ — длительностью импульсов при отсутствии модуляции может и увеличиваться и уменьшаться. Если длительность импульсов в процессе модуляции заметно уменьшается (большая глубина модуляции), то соответственно расширяется необходимая полоса частот.

По проводным линиям можно передавать последовательность импульсов, модулированных любым методом. В системах телемеханики и связи чаще, однако, выбирают время-импульсные методы (ФИМ и ШИМ), обладающие лучшей помехоустойчивостью по сравнению с методом АИМ. Метод ЧИМ при многоканальной связи с временны́м разделением связан с рядом дополнительных трудностей.

При связи по радиоканалам, например радиорелейным линиям, необходима повторная модуляция амплитудная или частотная. Во

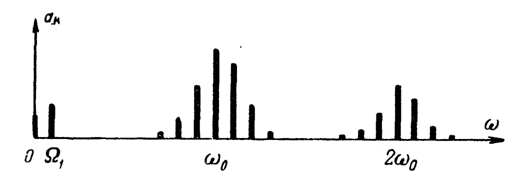


Рис. 53. Спектр сигнала при фазово-импульсной модуляции.

время повторной модуляции гармоническое напряжение высокой частоты модулируется сигналами, полученными в результате импульсных методов модуляции последовательности прямоугольных импульсов. Численные расчеты показывают, что амплитуды боковых гармоник очень быстро уменьшаются, так что практически ширина спектра частот при ФИМ получается такой же, как и при АИМ.

Возможны и несколько другие принципы получения фазово-импульсной модуляции с передачей не только смещенных (рабочих) импульсов, но и тактовых импульсов. Спектр модулированного сигнала можно получить суммированием спектров периодической последовательности тактовых импульсов и спектра рабочих импульсов. При этом получаются спектры, аналогичные рассмотренному.

Глава третья

МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ДЕМОДУЛЯЦИИ

11. АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

Модулированный по амплитуде сигнал $u=U_0[1+mx(t)]\cos\omega_0 t$ может быть получен в линейной цепи с переменным параметром, так как амплитудная модуляция сводится к перемножению двух функций времени $1+mx(t)$ и $U_0\cos\omega_0 t$. Однако практически применяются более простые по выполнению нелинейные цепи, в которых действуют перемножаемые напряжения.

Предположим, например, что вольт-амперная характеристика нелинейного элемента $i=f(u)$ может быть представлена полиномом

$$i=a+bu+cu^2. \qquad (59)$$

Если в цепи действуют два гармонических напряжения низкой и высокой частот $u_1 = U_1 \cos \Omega_1 t$ и $u_0 = U_0 \cos \omega_0 t$, то ток

$$i = a + b(u_1 + u_0) + c(u_1 + u_0)^2 = a + bU_1 \cos \Omega_1 t +$$

$$+ bU_0 \cos \omega_0 t + cU_1^2 \cos^2 \Omega_1 t + 2cU_1 U_0 \cos \Omega_1 t \cos \omega_0 t +$$

$$+ cU_0^2 \cos^2 \omega_0 t = a + cU_1^2/2 + cU_0^2/2 + bU_1 \cos \Omega_1 t +$$

$$+ \frac{cU_1^2}{2} \cos 2\Omega_1 t + cU_1 U_0 \cos(\omega_0 t - \Omega_1 t) + bU_0 \cos \omega_0 t +$$

$$+ cU_1 U_0 \cos(\omega_0 t + \Omega_1 t) + \frac{cU_0^2}{2} \cos 2\omega_0 t.$$

Ток содержит постоянную составляющую, составляющие низких частот (Ω_1 и $2\Omega_1$), составляющие несущей частоты (ω_0) и двух боковых ($\omega_0 - \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_1$), а также вторую гармонику несущей частоты ($2\omega_0$). После подавления при помощи фильтров лишних составляющих (постоянной и с частотами Ω_1, $2\Omega_1$ и $2\omega_0$) получается спектр сигнала, модулированного по амплитуде.

Аналогично можно найти спектр сигнала и при других типах нелинейной зависимости $i = f(u)$.

Нелинейным элементом в схемах модуляции обычно служит электронная лампа или полупроводниковый триод.

Если напряжения высокой и низкой частот подаются на сетку лампы, то получается схема сеточной модуляции. Такая схема модуляции применяется, например, в тональных генераторах малого комбинированного высокочастотного поста связи и телемеханики типа МК-58 [Л. 12]. Пост имеет два тональных генератора (несущие частоты 2 150 и 2 500 *гц*) с сеточной модуляцией от датчиков частотных систем или манипуляцией от датчиков импульсных систем. Схема модулятора показана на рис. 54. Рабочая точка триода *Л* — модулятора задается при помощи потенциометра R_{14} и сопротивлений R_{12}, R_{15}. Напряжение несущей частоты поступает на сетку через конденсатор C_5, а напряжение модулирующего сигнала от датчика частотной системы через конденсатор C_6 с зажимов *1—2*. При нормальном режиме глубина модуляции равна 75—80%. При работе с импульсными системами телемеханики падение напряжения на сопротивлениях R_{14}, R_{12} и R_{13} выбирается таким, чтобы лампа *Л* оказалась запертой. Контакты датчика импульсов включаются

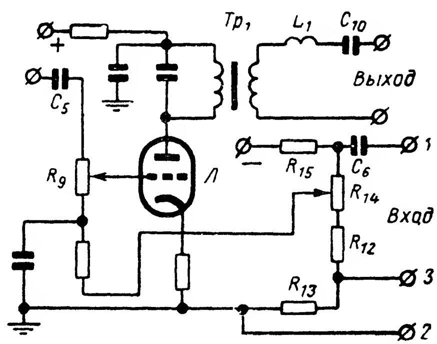


Рис. 54. Тональный модулятор поста типа МК-58.

на зажимы *2—3* параллельно сопротивлению R_{13}. Когда контакты разомкнуты, лампа *Л* заперта. При замыкании контактов сопротивление R_{13} закорачивается, отрицательное смещение на сетке уменьшается и на выходе схемы появляется напряжение. Уровень выходного напряжения регулируется потенциометром R_9. Последовательно с вторичной обмоткой выходного трансформатора Tp_1 включен контур L_1, C_{10}, настроенный на несущую частоту. Этот контур ослаб-

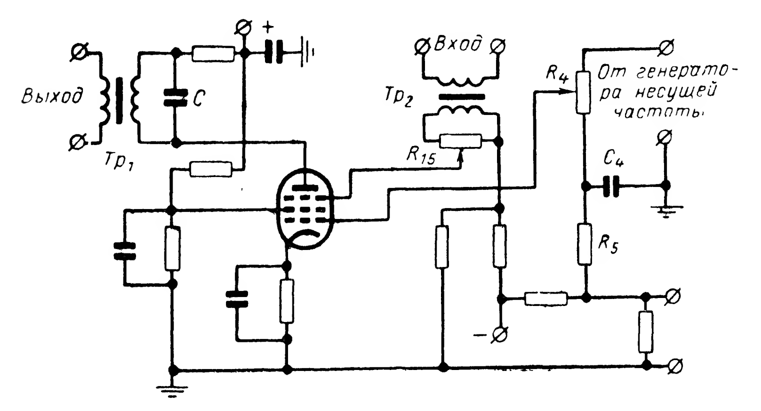


Рис. 55. Модулятор поста типа ТУ-3и.

ляет побочные составляющие спектра модулированных колебаний.

Если модулятор собран не на триоде, а на пентоде, то возможна сеточная модуляция не на управляющую сетку, а на защитную. Такая схема применяется в высокочастотном трехканальном посте телемеханики типа ТУ-3и (рис. 55) [Л. 21]. Модулятор собран на пентоде 6Ж8. Напряжение от тонального генератора несущей частоты f_0, выбираемой в пределах от 300 до 2 300 *гц*, снимается с потенциометра R_4 и поступает на управляющую сетку. Модулирующее напряжение частоты 27—44 *гц* поступает через трансформатор Tp_2 на защитную сетку. Его величина регулируется потенциометром R_{15} так, чтобы получить коэффициент модуляции порядка 70%. В анодную цепь лампы включен выходной трансформатор Tp_1. Конденсатор *C* вместе с первичной обмоткой трансформатора образует контур, настроенный на несущую частоту f_0. В этой схеме предусмотрена возможность манипуляции для работы с импульсными системами телемеханики.

Схема анодной модуляции, когда напряжение модулирующей частоты подается на анод, и амплитудные модуляторы на полупроводниковых триодах в аппаратуре телемеханики применяются редко.

12. ДЕТЕКТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В приемнике амплитудно-модулированных сигналов при помощи детектирования должен быть восстановлен первичный сигнал, который в передатчике служит модулирующим напряжением. Детектирование возможно только в цепи с нелинейными элементами.

Предположим, что вольт-амперная характеристика нелинейного элемента опять представлена полиномом (59) $i=a+bu+cu^2$. Если в цепи действует простейший по составу спектра амплитудно-модулированный сигнал (39)

$$u=U_0(1+m\cos\Omega_1 t)\cos\omega_0 t,$$

то ток

$$i=a+bU_0(1+m\cos\Omega_1 t)\cos\omega_0 t+$$

$$+cU_0^2(1+m\cos\Omega_1 t)^2\cos^2\omega_0 t=a+\frac{cU_0^2}{2}\left(1+\frac{m^2}{2}\right)+$$

$$+cU_0^2 m\cos\Omega_1 t+b\frac{U_0 m}{2}\cos(\omega_0-\Omega_1)t+$$

$$+bU_0\cos\omega_0 t+b\frac{U_0 m}{2}\cos(\omega_0+\Omega_1)t+$$

$$+c\frac{U_0^2 m^2}{4}\cos 2\Omega_1 t+c\frac{U_0^2 m^2}{8}\cos(2\omega_0-2\Omega_1)t+$$

$$+c\frac{U_0^2 m}{2}\cos(2\omega_0-\Omega_1)t+c\frac{U_0^2}{2}\left(1+\frac{m^2}{2}\right)\cos 2\omega_0 t+$$

$$+c\frac{U_0^2 m}{2}\cos(2\omega_0+\Omega_1)t+c\frac{U_0^2 m^2}{8}\cos(2\omega_0+2\Omega_1)t.$$

Спектр сигнала до и после детектирования показан на рис. 56,*а* и *б*. Как видно из рисунка, в низкочастотной части спектра, кроме составляющей с частотой модулирующего сигнала $cU_0^2 m\cos\Omega_1 t$, есть еще постоянная составляющая и вторая гармоника модули-

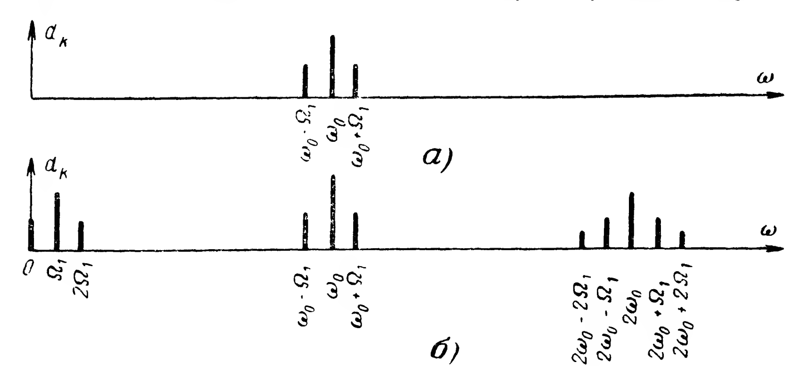


Рис. 56. Спектры сигнала.
а — амплитудно-модулированного; *б* — после детектирования.

рующего сигнала с $\frac{U_0^2 m^2}{4} \cos 2\Omega_1 t$, которая приводит к искажениям (нелинейным).

В общем случае спектр амплитудно-модулированного сигнала, кроме составляющих боковых частот $\omega_0 - \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_1$, содержит еще и составляющие боковых частот $\omega_0 - \Omega_2$, $\omega_0 - \Omega_3$, ..., $\omega_0 + \Omega_2$, $\omega_0 + \Omega_3$ ... (модулирующее напряжение не простое гармоническое).

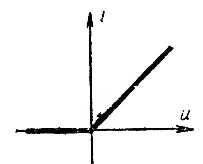


Рис. 57. Вольт-амперная характеристика однополупериодного детектора.

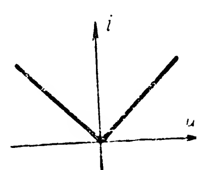


Рис. 58. Вольт-амперная характеристика двухполупериодного детектора.

Тогда в спектре сигнала после детектирования, кроме составляющих с частотами Ω_1, Ω_2, Ω_3 ... и их гармоник с частотами $2\Omega_1$, $2\Omega_2$, $2\Omega_3$ ..., появляются гармоники с комбинационными частотами $\Omega_2 - \Omega_1$, $\Omega_2 + \Omega_1$, $\Omega_3 - \Omega_1$, $\Omega_3 + \Omega_1$ ... Амплитуды составляющих с комбинационными частотами больше амплитуд гармоник с частотами $2\Omega_1$, $2\Omega_2$ ..., и искажения становятся еще сильнее.

Для детектирования без нелинейных искажений нужно иметь элемент, вольт-амперную характеристику которого можно аппроксимировать двумя отрезками прямой линии (рис. 57 и 58). Отличие детектора с характеристикой по рис. 58 от детектора с характеристикой по рис. 57 такое же, как двухполупериодной схемы выпрямления от однополупериодной. Аналитически первую характериристику можно записать в виде $i = au$ при $u > 0$ и $i = 0$ при $u < 0$, а вторую так:

$$i = a|u|. \qquad (60)$$

Предположим, что в цепи с детектором, характеристика которого показана на рис. 58 (двухполупериодное детектирование), действует простейший по составу спектра амплитудно-модулированный сигнал (39). Для определения i нужно найти модуль напряжения $|u|$. Так как коэффициент модуляции $m < 1$, то выражение в скобках $(1 + m \cos \Omega_1 t)$ всегда положительная величина. Разложение в ряд Фурье выпрямленной косинусоиды $|\cos \omega_0 t|$ известно

$$|\cos \omega_0 t| = \frac{4}{\pi}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{1 \cdot 3}\cos 2\omega_0 t - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{3 \cdot 5}\cos 4\omega_0 t + \frac{1}{5 \cdot 7}\cos 6\omega_0 t - \ldots\right).$$

Следовательно, ток

$$i = \frac{4a}{\pi} U_0 (1 + m\cos\Omega_1 t)\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3}\cos 2\omega_0 t - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{15}\cos 4\omega_0 t + \frac{1}{35}\cos 6\omega_0 t - \dots\right) =$$

$$= \frac{2a}{\pi} U_0 + \frac{2a}{\pi} mU_0 \cos\Omega_1 t + \frac{2a}{3\pi} mU_0 \cos(2\omega_0 - \Omega_1) t +$$

$$+ \frac{4a}{3\pi} U_0 \cos 2\omega_0 t + \frac{2a}{3\pi} mU_0 \cos(2\omega_0 + \Omega_1) t -$$

$$- \frac{2a}{15\pi} mU_0 \cos(4\omega_0 - \Omega_1) t - \dots$$

Спектр сигнала после детектирования показан на рис. 59. В составе тока нет искажающих сигнал гармоник низкой частоты. Поэтому детектор с вольт-амперной характеристикой по рис. 57

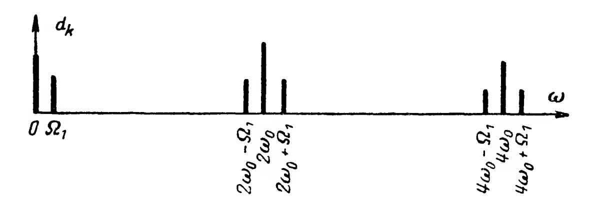


Рис. 59. Спектр сигнала при амплитудной модуляции после детектирования.

или 58 называют «линейным». Схемы двухполупериодных диодных детекторов показаны на рис. 60. Применяется и более простая однополупериодная схема диодного детектора. Например, в приемнике

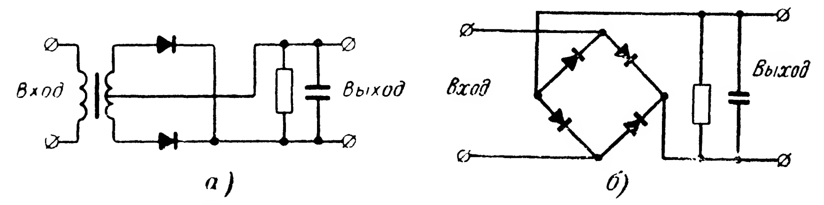


Рис. 60. Двухполупериодные схемы детектирования.
а — простая; *б* — мостовая.

командного трехканального поста телеуправления типа ТУ-3к [Л. 21] амплитудно-модулированные сигналы служебной телефонной связи и каналов телеизмерения детектируются после двухкаскадного усилителя германиевым диодом $Д_1$ (рис. 61). Для выделения

низкой частоты сопротивление нагрузки R должно быть много больше емкостного сопротивления $1/\omega_0 C$ на несущей частоте и меньше емкостного сопротивления этого же конденсатора $1/\Omega_1 C$ на частоте модулирующего напряжения. В этом случае на выходных зажимах детектора нет составляющих высоких частот. При линейном детектировании спектр выходного сигнала не отличается от спектра модулирующего.

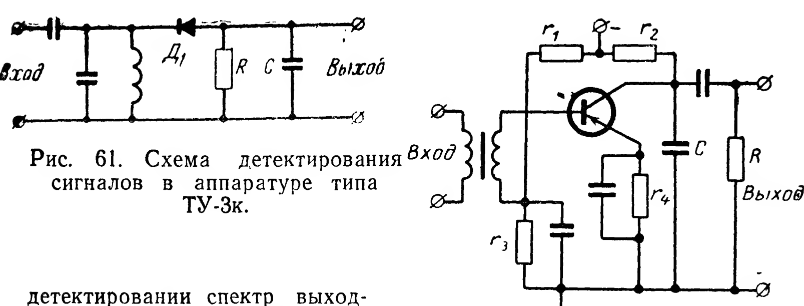


Рис. 61. Схема детектирования сигналов в аппаратуре типа ТУ-3к.

Рис. 62. Детектор на полупроводниковом триоде.

В схемах детекторов с ламповыми триодами используется либо нелинейная зависимость между анодным током и напряжением на сетке (анодный детектор), либо нелинейная характеристика сеточного тока (сеточный детектор). В последнем случае промежуток сетка — катод лампы выполняет функции диода, а лампа в целом работает как усилитель детектированных сигналов. Так как получить «линейное» детектирование в широких пределах нельзя, то схема сеточного детектора применяется редко. Схему анодного детектирования имеет, например, приемник поста связи и телемеханики типа КП-59 (см. § 16).

В аппаратуре телемеханики и связи, выпущенной в последние годы, применяются также детекторы, собранные на полупроводниковых триодах. Типовая принципиальная схема такого детектора показана на рис. 62 [Л. 26]. Детектирование происходит одновременно в цепях базы и коллектора, т. е. совмещается сеточное и анодное детектирование лампового триода. Кроме того, детектированный сигнал усиливается, хотя коэффициент усиления транзистора в режиме детектирования значительно ниже, чем в режиме усиления. В схеме с общим эмиттером коэффициент усиления больше, чем в других возможных схемах. Сопротивления r_1—r_4 задают рабочую точку транзистора. Подобный детектор применяется, например, в абонентском посте высокочастотной аппаратуры типа АРС-58 для связи по распределительным электросетям напряжением 10/6/0,5 *кв* [Л. 12].

13. ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

Для систем передачи одной боковой полосы (однополосной связи) нужны модуляторы, в спектре выходного сигнала которых отсутствует составляющая несущей частоты. Такие модуляторы называются балансными.

Принципиальная схема балансного модулятора показана на рис. 63. В цепи с двумя нелинейными элементами, например диодами, действуют три напряжения: два одинаковых — модулирующих u_1 и одно гармоническое u_0 с несущей частотой ω_0.

Предположим, что вольт-амперная характеристика диода может быть представлена отрезками прямых, как на рис. 57. Тогда ток i_1 в верхнем контуре схемы рис. 63 протекает только при $u_0+u_1>0$, а в нижнем — только при $u_0-u_1>0$. Форму тока i_1 можно найти графическим построением, показанным на рис. 64. На этом рисунке характеристика $i_1=f(u)$ получена суммированием вольт-амперной характеристики диода $i_1=f(u_д)$ и прямой линии $i_1=u_r/r$ — вольт-амперной характеристики сопротивления нагрузки r. В нижней части рисунка показан график напряжения $u_0+u_1=U_0\cos\omega_0 t+U_1\cos\Omega_1 t$ (модулирующий сигнал, как и раньше, выбран наиболее простым по составу спектра), а справа построен график тока i_1. Аналогично получен (рис. 65,*а*) график тока i_2 при действии напряжения $u_0-u_1=$ $=U_0\cos\omega_0 t-U_1\cos\Omega_1 t$.

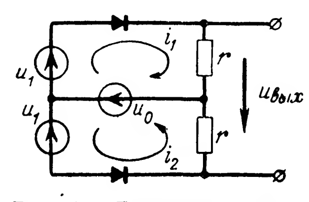


Рис. 63. Балансный модулятор.

Рис. 64. Графическое определение формы тока i_1 в схеме по рис. 63.

Напряжение на выходе схемы $u_{вых}=i_1r-i_2r$ (рис. 65,*б*) можно построить как разность токов i_1 и i_2 (умножение на сопротивление r лишь изменяет масштаб). Спектр напряжения $u_{вых}$, показанного на рис. 65,*б*, достаточно сложен, но спектральной линии на несущей частоте ω_0 в нем нет. Отсутствие составляющей с несущей частотой особенно просто выявить для частного случая работы схемы при $u_1=0$, т. е. для режима, когда нет модулирующего сигнала. Тогда вследствие симметрии схемы токи i_1 и i_2 одинаковы и напряжение на выходе равно нулю. Кроме «полезного» продукта модуляции — двух боковых с частотами $\omega_0-\Omega_1$ и $\omega_0+\Omega_1$ — спектр содержит еще составляющую модулирующей частоты Ω_1 и ее нечетные гармоники, а также составляющие с частотами $n\omega_0 \pm m\Omega_1$, где $n=1$, 2, 3 ..., $m=1$, 3, 5 ... Спектр выходного сигнала показан на рис. 66,*а*. Для уменьшения амплитуд боковых с частотами $n\omega_0 \pm m\Omega_1$ при $m>1$ («вредный» продукт) необходимо уменьшать амплитуду модулирующего напряжения U_1 по сравнению с амплитудой несущего колебания U_0. Практически амплитуда U_1 может быть меньше амплитуды U_0 в сотни раз. В этом случае построение графиков токов i_1 и i_2 значительно упрощается. При $U_1 \ll U_0$ можно считать, что токи i_1 и i_2 протекают только тогда, когда напряжение u_0 положительно (положительные полуволны напряжения

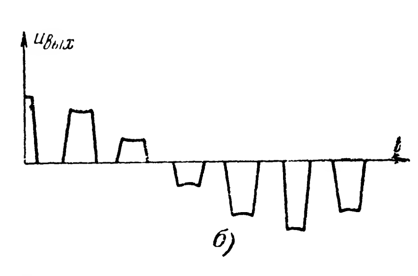


Рис. 65. Графики тока и напряжения в схеме по рис. 63.
а — ток i_2; *б* — напряжение на выходе.

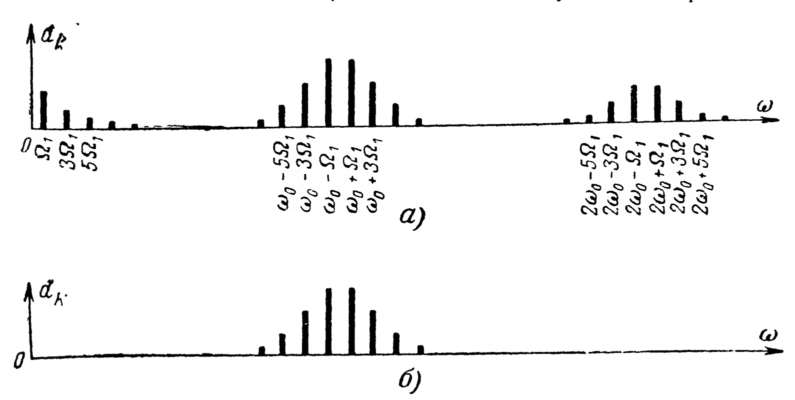


Рис. 66. Спектры сигналов.
а — балансного модулятора; *б* — кольцевого модулятора.

«открывают» диод, а отрицательные — «закрывают»). Диод в таком режиме работает как ключ, периодически замыкающийся и размыкающийся, причем период $T = 2\pi/\omega_0$ задается несущей частотой ω_0. При анализе работы схемы можно считать, что напряжение $u_{вых}$ равно нулю в течение каждой отрицательной полувол-

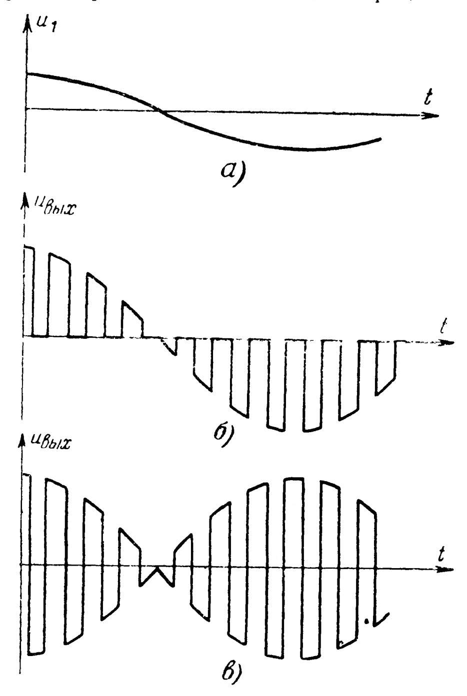


Рис. 67. Графики напряжений.

а — модулирующего; *б* — выходного у балансного модулятора; *в* — выходного у кольцевого модулятора.

ны напряжения несущей частоты ω_0 (рис. 67,*б*) и пропорционально величине модулирующего сигнала u_1 (рис. 67,*а*) в течение каждой положительной полуволны.

Обычно вместо балансного модулятора применяется так называемый кольцевой модулятор с четырьмя диодами (рис. 68,*а*). Эта схема может быть изображена и так, как показано на рис. 68,*б*: четыре диода схемы соединены в замкнутое кольцо. У кольцевого модулятора в течение действия положительных полуволн несущего колебания «открыты» два диода (*1* и *2* на рис. 68). Как видно из рисунка, диоды *3* и *4* в эти моменты времени «закрыты». Во время действия отрицательных полуволн напряжения несущей частоты диоды *1* и *2* «закрыты», но «открыты» диоды *3* и *4*, т. е. токи в сопротивлениях *r* опять протекают, но в обратных направлениях, как показано на рис. 69 (не пропускающие ток диоды *1* и *2* на схеме

не показаны). Так как токи i_1 и i_2 протекают в обратных направлениях, то в течение отрицательных полуволн несущего колебания напряжение на выходе $u_{вых}$ обратно по знаку напряжению, по-

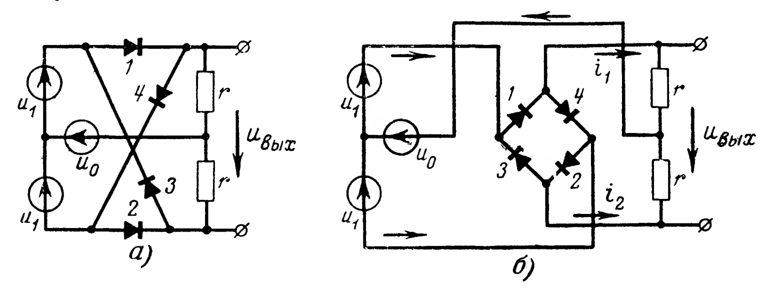


Рис. 68. Кольцевой модулятор.
а — принципиальная схема; *б* — протекание тока при положительном напряжении u_0.

казанному на рис. 67,*б*. Величина напряжения на выходе и в эти интервалы времени определяется модулирующим напряжением u_1. График напряжения $u_{вых}$ показан на рис. 67,*в*. Его спектр содержит меньше составляющих (рис. 66,*б*), чем напряжение на выходе балансного модулятора. В нем отсутствуют составляющая модулирующей частоты Ω_1 и ее гармоники, а также все спектральные линии с частотами $n\omega_0 \pm m\Omega_1$ и четными номерами n.

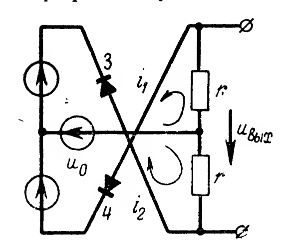


Рис. 69. Эквивалентная схема кольцевого модулятора при отрицательном напряжении u_0.

Дальнейшее устранение искажающих сигнал паразитных боковых частот не может быть получено усложнением схемы. Но в схемах с нелинейными элементами, имеющими специально подобранную вольт-амперную характеристику, можно получить спектр, состоящий только из «полезного» продукта модуляции — первых двух боковых с частотами $\omega_0 - \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_1$. В балансной схеме такой результат получается, если суммарная вольт-амперная характеристика диода и сопротивления нагрузки аппроксимируется полиномом (59) $i = a + bu + cu^2$.

Тогда при $u_0 = U_0 \cos \omega_0 t$ и $u_1 = U_1 \cos \Omega_1 t$ ток

$$i_1 = a + b(u_0 + u_1) + c(u_0 + u_1)^2 =$$

$$= a + bU_0 \cos \omega_0 t + bU_1 \cos \Omega_1 t + \frac{c}{2} U_0^2 +$$

$$+ \frac{c}{2} U_0^2 \cos 2\omega_0 t + 2cU_0 U_1 \cos \Omega_1 t \cdot \cos \omega_0 t +$$

$$+ \frac{c}{2} U_1^2 + \frac{c}{2} U_1^2 \cos 2\Omega_1 t.$$

Аналогично ток

$$i_2 = a + b(u_0 - u_1) + c(u_0 - u_1)^2 = a + bU_0 \cos \omega_0 t -$$

$$- bU_1 \cos \Omega_1 t + \frac{c}{2} U_0^2 + \frac{c}{2} U_0^2 \cos 2\omega_0 t - 2cU_0 U_1 \cos \Omega_1 t \cos \omega_0 t +$$

$$+ \frac{c}{2} U_1^2 + \frac{c}{2} U_1^2 \cos 2\Omega_1 t.$$

Напряжение на выходе

$$u_{\text{вых}} = i_1 r - i_2 r = 2brU_1 \cos \Omega_1 t + 4crU_0 U_1 \cos \Omega_1 t \cos \omega_0 t =$$

$$= 2brU_1 \cos \Omega_1 t + 2crU_0 U_1 [\cos (\omega_0 - \Omega_1) t + \cos (\omega_0 + \Omega_1) t]. \quad (61)$$

Таким образом, в спектре, кроме составляющих боковых частот $\omega_0 - \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_1$, содержится только составляющая модулирующей (низкой) частоты Ω_1, легко устраняемая фильтрами. Такой же анализ кольцевого модулятора показывает, что в спектре нет и составляющей модулирующей частоты.

Если вольт-амперные характеристики диодов, работающих в кольцевых или балансных модуляторах, неодинаковы, то симметрия схемы нарушается и спектр сигнала содержит больше составляющих. Поэтому диоды, которые предназначены для установки в модуляторах, специально подбирают, создавая четверки диодов с приблизительно одинаковыми характеристиками.

14. МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ОДНОЙ БОКОВОЙ ПОЛОСЫ

На рис. 70 показан первый кольцевой модулятор поста типа ВЧА-1ТФ [Л. 16]. На зажимы «вход» трансформатора $Тр_2$ поступает модулирующий сигнал — напряжение телефонного канала и каналов телемеханики с общим спектром частот от 0,3 до 3,4 *кгц*, выделенный фильтром *Д*-3,4. Сопротивление R_1 обеспечивает постоянство входного сопротивления модулятора. Сопротив-

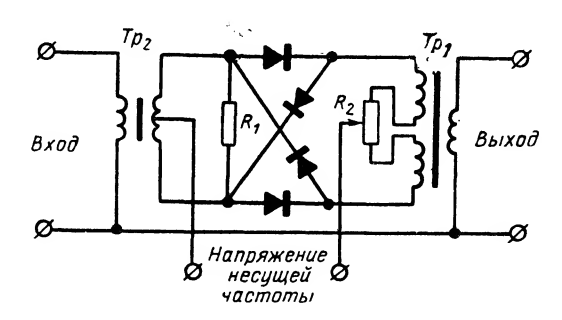


Рис. 70. Кольцевой модулятор поста типа ВЧА-1ТФ.

ление R_2 служит для балансировки схемы относительно средних точек трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$. К средним точкам подводится напряжение несущей частоты 8 (или 16) *кгц*. На выходе модулятора получаются две боковые полосы: нижняя с полосой частот 4,6—7,7 *кгц* (или 12,6—15,7 *кгц*) и верхняя с полосой частот 8,3—11,4 *кгц* (или 16,3—19,4 *кгц*). Верхняя боковая полоса выделяется трехзвенным полосовым фильтром.

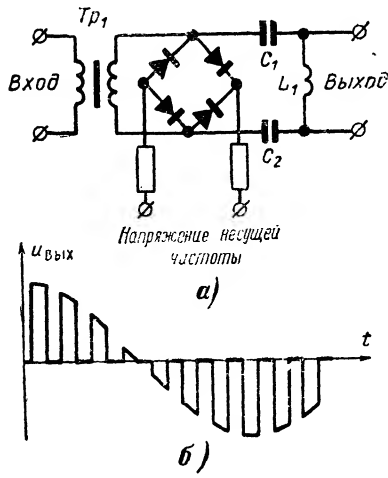


Рис. 71. Мостовой модулятор аппаратуры типа В-12-2.

а — принципиальная схема; *б* — напряжение на выходе.

Требования к модулятору возрастают с увеличением числа каналов, сигналы которых одновременно модулируют колебания несущей частоты. Это объясняется тем, что побочные продукты модуляции могут иметь частоты, соответствующие полосе одного или нескольких соседних каналов, и должны в этом случае рассматриваться как помехи. К модуляторам, преобразующим сигнал одного канала, требования снижаются. Такие модуляторы иногда выполняют не по кольцевой, а по более простой мостовой схеме, в которой отсутствуют трансформаторы со средней точкой или даже простые трансформаторы.

Мостовые модуляторы (рис. 71,*а*) имеют, например, индивидуальные преобразователи 12-канальной аппаратуры высокочастотного телефонирования по воздушным линиям связи типа В-12-2 [Л. 11]. В каждом индивидуальном модуляторе напряжение телефонного канала с полосой частот 0,3—3,4 *кгц* модулирует несущее колебание с частотой в диапазоне 64—108 *кгц* (различная частота для каждого из 12 телефонных каналов). Схема содержит только один двухобмоточный входной трансформатор $Тр_1$.

Диоды и в этом модуляторе можно рассматривать как ключи, замкнутые при действии положительной полуволны напряжения u_0 несущей частоты ω_0 и разомкнутые при действии отрицательной полуволны. В моменты, соответствующие положительному напряжению u_0, вторичная обмотка входного трансформатора оказывается закороченной и на выходе модулятора сигнала нет. Во время действия отрицательной полуволны диоды заперты (не пропускают тока) и на выходе схемы получается напряжение такое же, как на вторичной обмотке входного трансформатора. Если входное модулирующее напряжение гармоническое (рис. 67,*а*), то на выходе модулятора получится напряжение, показанное на рис. 71,*б*. Оно аналогично напряжению, представленному на рис. 67,*б*, только $u_{вых}$ равно нулю не в моменты действия отрицательных полуволн напряжения u_0, а во время действия положительных полуволн. Спектр модулированного сигнала по рис. 71,*б* такой же, как и напряжения по рис. 67,*б*. Составляющие низких частот подавляются высокоча-

стотным Г-образным уравновешенным фильтром, который состоит из индуктивности L_1 и емкостей C_1 и C_2. Для выделения одной боковой полосы после модулятора включен двухзвенный мостовой кварцевый фильтр. Групповые преобразователи (всех 12 каналов) выполнены по более сложной кольцевой схеме. Для защиты каналов от побочных продуктов модуляции диоды тщательно подбираются, величина модулирующего сигнала выбирается во много раз меньшей (150—200) амплитуды несущего колебания.

Чем больше число каналов, тем требуется лучшее подавление второй боковой полосы, т. е. необходимы более сложные фильтры. Стоимость фильтров многоканальной аппаратуры нередко превосходит стоимость всего остального оборудования. Поэтому применяют и другие методы образования однополосного сигнала.

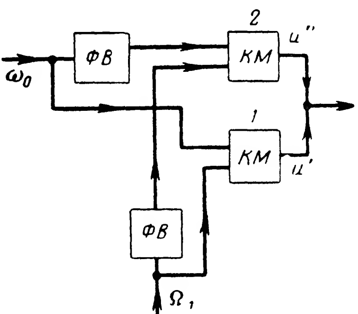


Рис. 72. Блок-схема аппаратуры при фазокомпенсационном методе формирования однополосного сигнала.

Рассмотрим принцип фазокомпенсационного метода формирования однополосного сигнала (рис. 72). Система состоит в основном из двух кольцевых модуляторов (*КМ*) и двух фазовращателей (*ФВ*). На первый кольцевой модулятор, как и в ранее описанных схемах, подаются напряжение несущей частоты ω_0 и модулирующий сигнал — в простейшем случае косинусоидальное напряжение частоты Ω_1. В спектре сигнала на выходе каждого кольцевого модулятора получаются две составляющие боковых частот $\omega_0 - \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_1$. Напряжение u' на выходе первого *КМ* можно записать так:

$$u' = U\cos(\omega_0 - \Omega_1)t + U\cos(\omega_0 + \Omega_1)t = 2U\cos\Omega_1 t\cos\omega_0 t,$$

где U — амплитуда каждой боковой составляющей.

На второй кольцевой модулятор напряжения частот ω_0 и Ω_1 подаются не непосредственно, а после изменения фазы на 90° в фазовращателях. Поэтому напряжение u'' на выходе второго *КМ* можно выразить не произведением косинусоид, а произведением синусоид

$$u'' = 2U\sin\Omega_1 t\cdot\sin\omega_0 t = U\cos(\omega_0 - \Omega_1)t - U\cos(\omega_0 + \Omega_1)t.$$

Суммируя или вычитая напряжения u' и u'', получим напряжение только нижней или только верхней боковой частоты, а в общем случае при произвольном модулирующем напряжении — однополосный сигнал.

Пример фазокомпенсационной схемы получения однополосного сигнала в аппаратуре типа КРР-30/60 [Л. 15], применяемой и для передачи сигналов телемеханики, показан на рис. 73.

Модулирующий сигнал с диапазоном частот 300—3 400 *гц* подается на зажимы «вход», колебания несущей частоты в диапазоне 312—552 *кгц* (в зависимости от номера канала) — на зажимы «напряжение несущей частоты». На первый кольцевой модулятор напряжение несущей частоты ω_0 подключается непосредственно, а на

второй — после фазовращающего контура L_8, C_{15}. Устройство сдвига на угол 90° модулирующего сигнала намного сложнее, так как необходимо сдвинуть на угол 90° любую из частот диапазона 300—3 400 *гц*, а не одну фиксированную частоту Ω_1 (как на рис. 72). В фазосдвигающее устройство входят индуктивности и емкости L_4, C_7, C_8, C_9, L_6, L_7, C_{10}, L_5, C_5, C_6. Низкочастотные трансформаторы в этой схеме заменены малогабаритными конденсаторами C_{11}, C_{12},

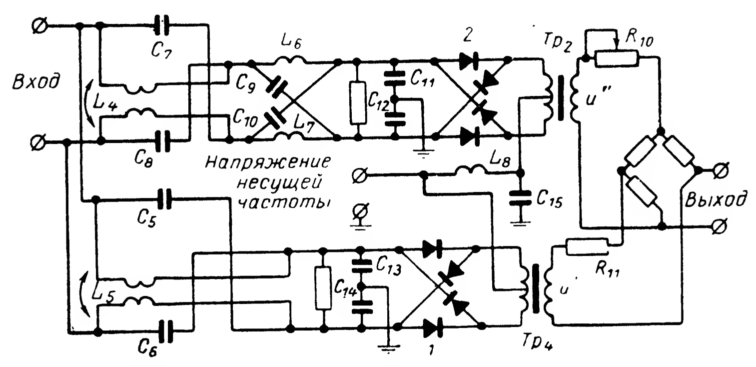


Рис. 73. Фазокомпенсационная схема получения однополосного сигнала в аппаратуре типа КРР-30/60.

C_{13}, C_{14}. Такая замена возможна благодаря большой разнице несущей и модулирующей частот.

Для выравнивания по величине напряжений u' и u'', получающихся на выходных зажимах трансформаторов Tp_2 и Tp_4, предусмотрено подстроечное сопротивление R_{10}.

Демодуляторы однополосных сигналов выполняются по схемам, аналогичным схемам модуляторов (см., например, схему рис. 70). На средние точки входного и выходного трансформаторов подключается напряжение несущей частоты от специального генератора. Иногда остаток несущей частоты передатчика усиливается в приемнике и подается затем на демодулятор. На первичные зажимы входного трансформатора поступает однополосный сигнал. Напряжение низкой частоты — сигнал, повторяющий по форме модулирующий, получается на зажимах выходного трансформатора.

Применение балансного модулятора на транзисторах дает возможность получить одновременно преобразование спектра и усиление сигнала [Л. 27]. Принципиальная схема преобразователя на транзисторах, использующая фазокомпенсационный метод формирования однополосного сигнала, показана на рис. 74.

Входное модулирующее напряжение подается на два балансных модулятора через фазовращатели $ФВ_1$ и $ФВ_2$, рассчитанные так, чтобы фаза модулирующего сигнала после фазовращателя $ФВ_2$ отличалась от фазы сигнала после фазовращателя $ФВ_1$ на 90°. Напряжение несущей частоты ω_0 подключается к первому модулятору непосредственно, а ко второму через фазовращатель $ФВ_3$, изменяющий фазу напряжения на 90°. Поэтому выходные токи i' и i'' двух модуляторов отличаются знаком у одной из боковых составляющих, подобно тому как отличаются напряжения u' и u'' в схеме по рис. 72.

Схемы фазовращателей $ФВ_1$ и $ФВ_2$ в цепи напряжения с широкой полосой частот 0,3—3,4 *кгц* сложнее, чем у фазовращателя $ФВ_3$, изменяющегося фазу синусоидального напряжения несущей частоты. Сопротивления R стабилизируют входные характеристики модуля-

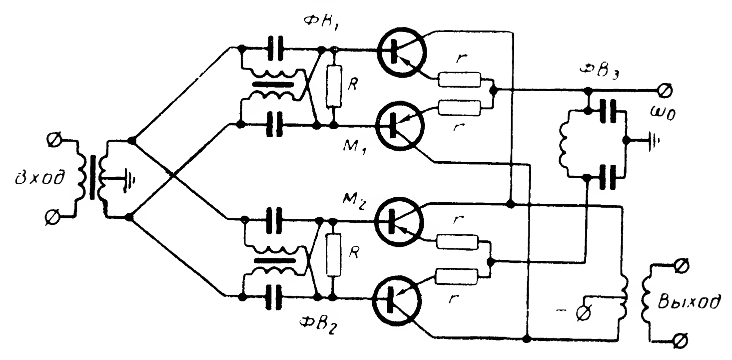


Рис. 74. Балансный модулятор на транзисторах.

торов; эмиттерные сопротивления r выбирают достаточно большими, чтобы изменение характеристик транзисторов (влияние температуры, старения) мало сказывалось на стабильности аппаратуры.

Демодулятор состоит из одной балансной схемы без фазовращателей, так как на входных зажимах действует напряжение одной боковой полосы.

15. МЕТОДЫ ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ И МАНИПУЛЯЦИИ

Частотная модуляция или манипуляция гармонических (синусоидальных) колебаний получается при изменении одного из параметров генератора, определяющих частоту колебаний.

В простых одноконтурных генераторах с автотрансформаторной, трансформаторной или емкостной обратной связью частота колебаний определяется индуктивностью и емкостью колебательного контура

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \tag{62}$$

Частота увеличивается или уменьшается, если под действием модулирующего сигнала изменяется емкость или индуктивность контура.

Предположим, что при наибольшем изменении емкости на величину ΔC частота генерируемых колебаний равна $\omega_0+\Delta\omega$, где $\Delta\omega$ — девиация частоты. Тогда

$$\omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L(C+\Delta C)}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}\,\frac{1}{\sqrt{1+\Delta C/C}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+\Delta C/C}}$$

или

$$1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{1+\Delta C/C}}.$$

Если выполнить условие $\Delta C \ll C$, то

$$1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx \frac{1}{1 + \Delta C/2C} \approx 1 - \frac{\Delta C}{2C}$$

или

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx - \frac{\Delta C}{2C}.$$

Точно так же при изменении индуктивности должно быть выполнено условие $\Delta L \ll L$. Тогда

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx - \frac{\Delta L}{2L}.$$

Кроме того, модулирующее устройство должно быть практически безынерционным, т. е. изменения частоты должны происходить без заметного запаздывания по отношению к изменениям первичного сигнала.

В аппаратуре промышленной телемеханики и связи, работающей по проводным линиям, ширина спектра или скорость изменения первичных сигналов обычно невелика (десятки герц), девиация частоты также составляет десятки герц. Поэтому схемы модуляторов относительно просты, хотя, как правило, изменяется индуктивность или емкость не самого колебательного контура, а связанных с ним дополнительных контуров.

По радиоканалам и радиорелейным линиям часто передаются сигналы со значительно более широким спектром частот и с бо́льшим индексом частотной модуляции. В этом случае практически безынерционными получаются модулирующие устройства с так называемыми реактивными электронными лампами, входное сопротивление которых чисто реактивное (емкостное или индуктивное) и зависит от величины первичного сигнала.

Частотная модуляция при изменении индуктивности контура предусмотрена, например, в аппаратуре для уплотнения линий связи в надтональном диапазоне пятью каналами импульсных систем телеизмерения, телеуправления и сигнализации с максимальной скоростью передачи 40 *бод* или частотных систем телеизмерения с максимальной частотой 45 *гц* [Л. 28]. Каналы телемеханики занимают полосу частот от 3 до 5 *кгц* с шириной полосы 300 *гц* на каждый канал. Для этого несущие частоты частотно-модулируемых генераторов выбираются в надтональном диапазоне, а именно 2,66; 3,15; 3,71; 4,34; 5,04 *кгц* с девиацией частоты 3%.

Дальность действия без усилительных станций по линиям со стальными проводами — до 60—70 *км*, по линиям с проводами из цветного металла до 250 *км*. Схема генератора с частотной модуляцией показана на рис. 75.

Генератор с колебательным контуром в цепи коллектора (индуктивность обмотки w_1 трансформатора *Тр* и емкость *С*) собран на транзисторе с индуктивной связью между коллектором и базой (обмотка w_2 трансформатора). Частотным модулятором служит дроссель насыщения *ДН*. При изменении индуктивности его основных обмоток w_1, подключаемых к колебательному контуру через обмотку w_3 трансформатора, изменяется частота генерируемых колебаний. Индуктивность дросселя *ДН* зависит от тока в обмотках w_2, под-

ключаемых к частотной системе телеизмерения *ТИ*. Ток в обмотках w_3 дросселя создает начальное подмагничивание сердечника (выбор рабочей точки). При частотной манипуляции в системах телеуправления — телесигнализации замыкаются контакты *ТУ—ТС*, изменяется подмагничивающий ток в обмотках w_3 и индуктивность дросселя *ДН*.

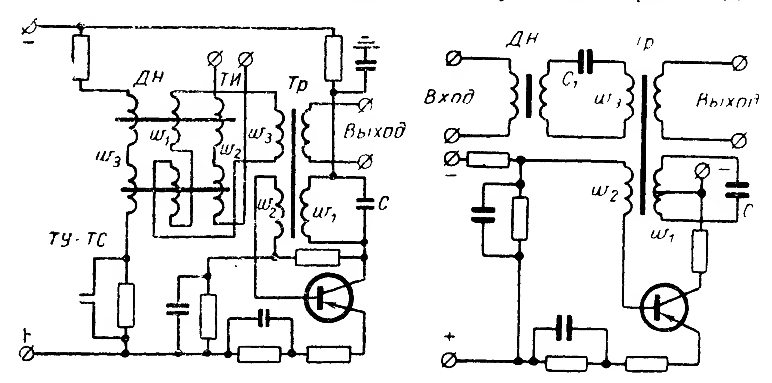


Рис. 75. Схема частотной модуляции при изменении индуктивности контура.

Рис. 76. Схема частотной модуляции в аппаратуре типа ТКУ-2.

Аналогичный генератор с частотной манипуляцией при изменении емкости установлен в аппаратуре для передачи сигналов импульсных систем телемеханики по занятым жилам телефонного кабеля типа ТКУ-2 [Л. 29]. Принципиальная схема генератора показана на рис. 76. Ток входного импульса насыщает сердечник дросселя *ДН*, индуктивность его вторичной обмотки становится малой и емкость C_1 через обмотку w_3 трансформатора *Тр* подключается к контуру генератора (w_1, *С*). Частота генерируемых колебаний изменяется.

Частотная модуляция может быть также получена при изменении и емкости и индуктивности контура. Такой метод частотной модуляции применяется, например, в многоканальной полупроводниковой аппаратуре телемеханики, работающей в тональном диапазоне частот (380—3 220 *гц*), типа ТМТП [Л. 9].

На рис. 77 показана принципиальная схема генератора с частотной модуляцией аппаратуры ТМТП. Частота несущих колебаний генератора на транзисторе $f_0=450+180$ $(n-1)$, где $n=1$; 2; ...; 16 — номер канала (стандартная шкала частот тонального телеграфа). Основной колебательный контур генератора (w_1C) через обмотку w_3 трансформатора *Тр* связан с модулятором.

При отсутствии первичных сигналов телемеханики на входных зажимах диоды $Д_1$ и $Д_2$ не пропускают переменного тока, т. е. контур модулятора как бы разомкнут и не влияет на работу генератора. Модулирующее напряжение $u_1=U_1\cos\Omega_1t$ первичного датчика частотной системы телеизмерения подключается к зажимам *2—3* модулятора. Во время положительной полуволны модулирующего напряжения (потенциал зажима *2* выше, чем зажима *3*) диод $Д_2$ открывается, а диод $Д_1$ запирается. В результате индуктивность модулятора L_2 оказывается подключенной через диод $Д_2$ и обмот-

ку связи w_3 трансформатора к колебательному контуру. Эквивалентная индуктивность контура, определяющая частоту генерируемых колебаний, при этом уменьшается и частота колебаний возрастает. Во время отрицательной полуволны модулирующего напряжения (потенциал зажима *3* выше, чем зажима *2*) открывается диод $Д_1$, а диод $Д_2$ запирается. Через диод $Д_1$ и обмотку связи w_3 к колебательному контуру подключается емкость модулятора C_2, и частота генерируемых колебаний уменьшается. В процессе модуляции часто-

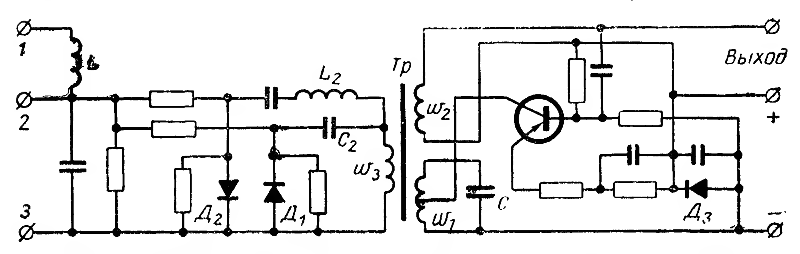


Рис. 77. Схема частотной модуляции в аппаратуре типа ТМТП.

та изменяется по закону $\omega=\omega_0+\Delta\omega\cos\Omega_1 t$, где $\Delta\omega$ — наибольшее отклонение или девиация частоты. Девиация частоты равна 40—55 *гц*, так что при наибольшей частоте модулирующего напряжения 50 *гц* индекс модуляции β близок к 1.

Датчик импульсной системы телемеханики подключается к зажимам *1—3* модулятора. Индуктивность L сглаживает прямоугольную форму импульсов. Диод $Д_3$ — опорный (для стабилизации режима).

Фазовую модуляцию с малым индексом можно получить суммированием двух боковых полос после балансного модулятора и несущего колебания, сдвинутого по фазе относительно несущего колебания на этом модуляторе на угол 90°.

Действительно, при малом индексе фазовой модуляции $\Delta\varphi$ (практически при $\Delta\varphi<0{,}4$) напряжение, модулированное по фазе гармоническим первичным сигналом (38),

$$u=U_0\cos[\omega_0 t+\Delta\varphi\cos\Omega_1 t]$$

можно представить в виде

$$u=U_0\cos\omega_0 t\cos(\Delta\varphi\cos\Omega_1 t)-U_0\sin\omega_0 t\sin(\Delta\varphi\cos\Omega_1 t)\approx$$

$$\approx U_0\cos\omega_0 t-U_0\sin\omega_0 t\,(\Delta\varphi\cos\Omega_1 t)=U_0\cos\omega_0 t-$$

$$-\frac{\Delta\varphi}{2}U_0\sin(\omega_0-\Omega_1)t-\frac{\Delta\varphi}{2}U_0\sin(\omega_0+\Omega_1)t. \qquad (63)$$

Две боковые косинусоидальные составляющие с частотами $\omega_0-\Omega_1$ и $\omega_0+\Omega_1$ без составляющей несущей частоты (61), как было показано выше, получаются в балансном модуляторе, который питается от источника напряжения несущей частоты $u_0=U_0\cos\omega_0 t$. Если напряжение несущей частоты, питающее балансный модулятор, сдвинуть по фазе, на угол 90°, т. е. выбрать $u'_0=U_0\sin\omega_0 t$, то на выходе балансного модулятора получаются как раз две боковые синусоидаль-

ные составляющие (63) также без составляющей несущей частоты u'_0. После суммирования с напряжением $u_0 = U_0 \cos \omega_0 t$ и будет получен спектр сигнала, модулированного по фазе, при малом $\Delta\varphi$. Для увеличения индекса фазовой модуляции необходимо дополнить модулятор каскадами умножения частоты.

Если первичный сигнал предварительно интегрируется, а затем уже подключается к балансному модулятору, то фазовая модуляция заменяется частотной. Такой метод частотной модуляции применяется в том случае, когда требуется стабилизировать несущую частоту. Балансный модулятор в отличие от обычных частотных модуляторов (рис. 75—77) может питаться стабилизированным напряжением несущей частоты $u_0 = U_0 \cos \omega_0 t$.

16. ЧАСТОТНЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ

Демодулятор частотно-модулированных сигналов часто состоит из преобразователя сигналов, модулированных по частоте, в сигналы, модулированные по амплитуде, и детектора амплитудно-модулированных сигналов.

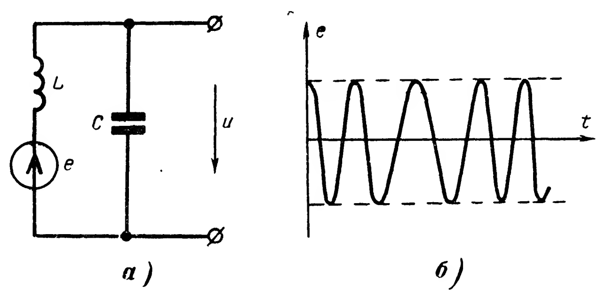


Рис. 78. Преобразование частотно-модулированных колебаний в модулированные по амплитуде.
а — преобразующий контур; *б* — график э. д. с.

Простейшим преобразователем частотно-модулированных сигналов в амплитудно-модулированные может служить колебательный контур, расстроенный относительно несущей частоты поступающих сигналов.

Предположим, что в контуре действует э. д. с. $e(t)$ постоянной амплитуды (рис. 78), но изменяющейся частоты ω в пределах от $\omega_{мин} = \omega_0 - \Delta\omega$ до $\omega_{макс} = \omega_0 + \Delta\omega$.

Амплитуды тока в контуре и напряжения U_m на емкости (или индуктивности) определяются резонансными кривыми контура. На рис. 79,*а* показана резонансная кривая напряжения — зависимость изменения амплитуды напряжения ΔU_m от частоты ω при неизменной величине э. д. с. Если частота ω изменяется периодически (рис. 79,*б*), то амплитуда напряжения изменяется также периодически (рис. 79,*в*), т. е. получаются амплитудно-модулированные колебания, хотя и с непостоянной частотой ω (рис. 79,*г*).

Преобразование частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные будет линейным, если в пределах изменения частоты от $\omega_{мин}$ до $\omega_{макс}$ можно считать резонансную кривую отрезком прямой, т. е. $d(\Delta U_m)/d\omega = \text{const}$. Очевидно, что чем меньший

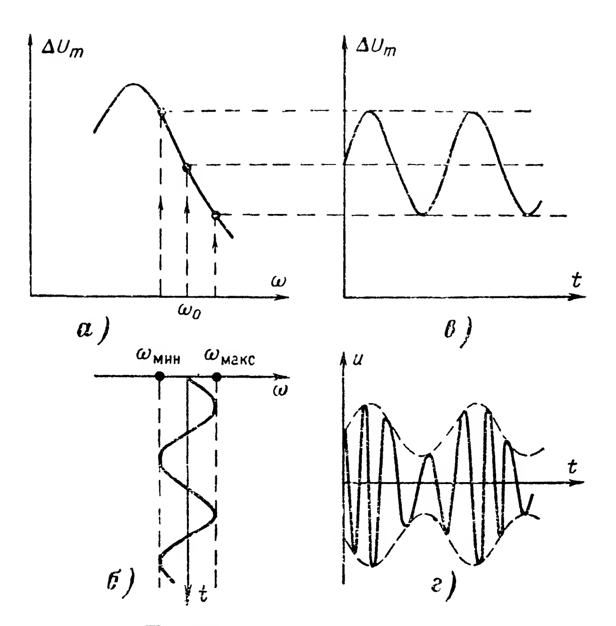


Рис. 79. Преобразование частотно-модулированных колебаний в модулированные по амплитуде.

а — резонансная кривая; *б* — изменение частоты э. д. с.; *в* — изменение амплитуды напряжения на выходе; *г* — график напряжения на контуре.

участок резонансной кривой используется для преобразования, тем меньше искажений вносит преобразование, однако и глубина амплитудной модуляции преобразованных сигналов получается меньшей.

Для увеличения глубины модуляции обычно применяют систему двух контуров, резонансные частоты которых смещены относительно несущей частоты ω_0 на одинаковые интервалы, но в различные стороны (рис. 80). Амплитудно-модулированные сигналы каждого контура детектируются и затем образуется разность двух сигналов на выходных зажимах (рис. 81). В схеме по рис. 81 амплитудно-модулированные напряжения, получающиеся на конденсаторах C_1 и C_2 двух контуров, детектируются двойным диодом. Напряжение на выходных зажимах равно разности напряжений на двух одинаковых сопротивлениях R_1 и R_2. Поэтому общую резонансную кривую преобразователя можно представить как разность кривых, показанных на рис. 80, и получить на выходе сигналы с большей амплитудой, чем в схеме с одним контуром.

Частотный демодулятор по рис. 81 и ему аналогичные называют дискриминаторами.

Простейшую схему частотного дискриминатора с одним резонансным контуром и детектором амплитудно-модулированных колебаний имеет приемный блок комбинированного высокочастотного поста связи и телемеханики типа КП-59 (рис. 82). Она состоит из резонансного контура L_1, C_9 и анодного детектора. Контур настраи-

вается на частоту, несколько большую верхней рабочей частоты канала (на 10—20 *гц*). Крутизна резонансной кривой контура регулируется величиной сопротивления R, включенного параллельно контуру. Рабочая точка устанавливается изменением сеточного смещения при

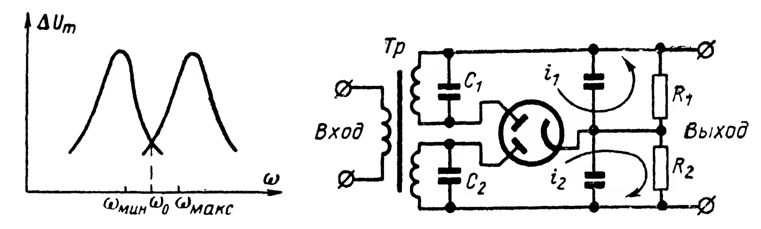


Рис. 80. Резонансные кривые двух контуров.

Рис. 81. Схема частотного дискриминатора.

помощи потенциометра R_{25}. При приеме сигналов частотных систем телемеханики восстановленный первичный сигнал с анода лампы детектора через разделительный конденсатор C_{12} подключается к усилителю (зажимы «выход»). В импульсных системах телемеханики сигнал после детектирования фиксируется поляризованным реле P_1.

На рис. 83 представлена принципиальная схема дискриминатора

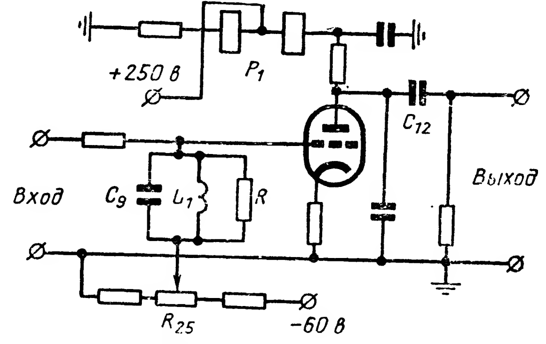


Рис. 82. Дискриминатор аппаратуры типа КП-59.

аппаратуры уплотнения проводных линий связи [Л. 28]. Сигнал с частотной модуляцией или манипуляцией после усиления поступает в два контура, настроенные на различные частоты f_0 +250 *гц* и f_0 — 250 *гц*, где f_0 — несущая частота канала. В отличие от дискриминатора по рис. 81 амплитудно-модулированное напряжение каждого контура детектируется двухполупериодной схемой с диодами соответственно $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$, $Д_4$. В импульсных системах телемеханики на выходе включаются обмотки P_1 и P_2 реле, которые заменяются нагрузкой, изображенной на рис. 83 справа, в случае приема сигналов частотных систем телеизмерения.

Несколько иначе выполнена схема дискриминатора аппаратуры типа ТКУ-2 [Л. 29]. Резонансные контуры, настроенные на частоты

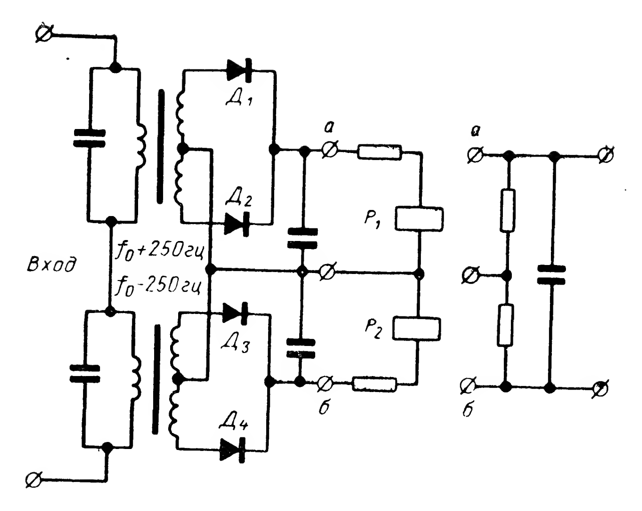


Рис. 83. Дискриминатор аппаратуры уплотнения проводных линий связи.

f_0 +250 *гц* и f_0 —250 *гц*, имеют только индуктивную связь с входной цепью (рис. 84).

В аппаратуре типа ТМТП [Л. 9] диоды заменены транзисторами (рис. 85). Резонансные контуры расстроены симметрично относительно несущей частоты на 50—65 *гц*. Триоды детектируют и усиливают восстановленный первичный сигнал. При передаче сигналов импульсных систем телемеханики в коллекторных цепях транзисторов могут быть включены обмотки P_1 и P_2 поляризованного реле. Токи в обмотках регулируются переменными сопротивлениями в эмиттерных цепях. При передаче сигналов частотных систем телеизмерения, а также у бесконтактных систем телемеханики вместо обмоток реле включается фильтр низких частот с граничной частотой 55—60 *гц*.

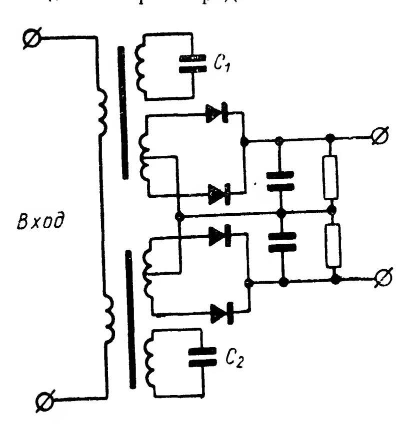


Рис. 84. Дискриминатор аппаратуры типа ТКУ-2.

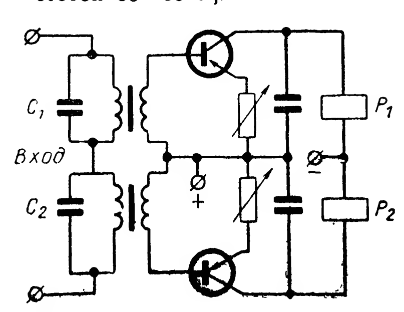


Рис. 85. Дискриминатор аппаратуры типа ТМТП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Купершмидт Я. А., Малов В. С., Пшеничников А. М., Современные телеизмерительные системы, Госэнергоиздат, 1961.

2. Электротехнический справочник, том III, кн. 2, изд-во «Энергия», 1966.

3. Басов В. И. и др., Устройство телеконтроля «Бутон-2», сб. «Телемеханика в промышленности», вып. 1, Киев, изд-во «Технiка», 1966.

4. Ильин В. А., Системы телемеханики для рассредоточенных объектов, Госэнергоиздат, 1960.

5. Буйнов А. В., Характеристики телефонных каналов и качество передачи, Связьиздат, 1959.

6. Харкевич А. А., Спектры и анализ, Гостехиздат, 1957.

7. Промышленная телемеханика (материалы научно-техн. конференции), изд-во «Энергия», 1966.

8. Звенигородский И. С., Каналы связи для телемеханики, Госэнергоиздат, 1960.

9. Вопросы эксплуатации устройств связи в энергосистемах, вып. 3, Госэнергоиздат, 1963.

10. Зисман И. А. и др., Аппаратура уплотнения воздушных линий В-3-3, изд-во «Связь», 1966.

11. Новая 12-канальная аппаратура в. ч. телефонирования по воздушным линиям связи типа В-12-2, Связьиздат, 1959.

12. Новая высокочастотная аппаратура связи и телемеханики по линиям электропередачи и элементы обработки высокочастотных каналов производства Электроремонтного завода Ростовэнерго, Госэнергоиздат, 1961.

13. Указания по монтажу, наладке и эксплуатации системы телеуправления ЭСТ-62, изд-во «Транспорт», 1966.

14. Гумеля А. Н., Шварцман В. О., Электрические характеристики кабельных и воздушных линий связи, изд-во «Связь», 1966.

15. Поляк М. У. и др., Многоканальная система КРР-30/60 для телефонной связи на короткие расстояния, Связьиздат, 1960.

16. Агафонов С. С., Каган В. Г., Михайлов К. Е., Цитвер И. И., Проектирование высокочастотных каналов по линиям электропередачи, изд-во «Энергия», 1967.

17. Высокочастотные тракты по линиям электропередачи. Рекомендации и нормы, изд-во «Энергия», 1964.

18. Быховский Я. Л., Основы теории высокочастотной связи по линиям электропередачи, Госэнергоиздат, 1963.

19. Вопросы эксплуатации устройств связи в энергосистемах, вып. 6, БТИ ОРГРЭС, 1965.

20. Ильин А. А., Разветвленные силовые сети как каналы связи для телемеханики, Госэнергоиздат, 1961.
21. Высокочастотная аппаратура и устройства автоматики и телемеханики производства Электроремонтного завода Ростовэнерго, Госэнергоиздат, 1959.
22. Билик Р. В. и др., Бесконтактные элементы и системы телемеханики с временным разделением сигналов, изд-во «Наука», 1964.
23. Гуревич М. С., Спектры радиосигналов, Связьиздат, 1963.
24. Типугин В. Н., Вейцель В. А., Радиоуправление, изд-во «Советское радио», 1962.
25. Петрович Н. Т., Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией, изд-во «Советское радио», 1965.
26. Трохименко Я. К., Радиоприемные устройства на транзисторах, Киев, изд-во «Техніка», 1966.
27. Бирюков В. А. и др., Аппаратура уплотнения В-2 для сельской телефонной связи, изд-во «Связь», 1966.
28. Геронимус Ц. Е., Аппаратура уплотнения проводных цепей связи для передачи сигналов телемеханики на полупроводниковых элементах, Госэнергоиздат, 1960.
29. Прангишвили И. В. и др., Бесконтактные элементы и системы телемеханики для автоматизации предприятий горной промышленности, изд-во «Недра», 1965.

СОДЕРЖАНИЕ

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Готовится к печати

Алиев Т. М. и *Степанов В. П.*, Развертывающие компенсаторы комплексных величин.

Арутюнов О. С. и *Цеймах Б. М.*, Датчики состава и свойств вещества.

Ауэн Л. Ф., Бесконтактные переключатели и пересчетные схемы на тиристорах.

Бакалинский В. П. и др., Схемы на приборах тлеющего разряда.

Баранов Л. А. и др., Конденсаторные преобразователи в автоматике и системах управления.

Берлин Е. М. и др., Системы частотного управления синхронно-реактивными двигателями.

Бернштейн И. Я., Преобразователи частоты без звена постоянного тока.

Брусенцов Л. В., Приборы для записи и анализа статистических данных.

Bруфман С. С. и *Трофимов Н. А.*, Тиристорные ключи переменного тока.

Будянов В. П., Элементы автоматики на варисторах.

Бычатин Д. А., *Гольдман И. Д.*, Многополюсные индукционные датчики перемещения с печатными отметками.

Гомельский Ю. С., Электрические элементы электрогидравлических устройств автоматики.

Дейнеко В. Н. и др., Туннельно-транзисторный комплекс элементов вычислительных машин.

Дралюк Б. П. и *Синайский Г. В.*, Системы автоматического регулирования объектов с транзисторным запаздыванием.

Ефимов В. М., Квантование по времени при измерении и контроле.

Жеребятьев И. Ф. и *Лукьянов А. Т.*, Математическое моделирование уравнений типа теплопроводности с разрывными коэффициентами.

Иванчук Б. Н. и др., Тиристорно-магнитные стабилизаторы напряжения.

Ильинская Л. А., Элементы противопожарной автоматики.

Кабеш К., Прецизионные потенциометры для автоматизации.

Казарновский Д. М., Емкостные преобразователи частоты.

Катыс Г. П. и др., Информационные манипуляторы и роботы.

Коршунов Ю. М. и *Бобиков А. И.*, Цифровые сглаживающие и преобразовательные системы.

Крайцберг М. И. и *Шикуть Э. Б.*, Импульсные методы регулирования цепей постоянного тока с помощью тиристоров.

Либерзон Л. М., *Родов А. Б.*, Шаговые экстремальные системы.

Милохин И. Т., Частотные датчики систем автоконтроля и уп ления.
Панкратьев Л. Д и др., Импульсные и релейные следящие г постоянного тока с полупроводниковыми усилителями.
Парфенов Э. К. и *Прозоров В. Д.,* Вентильные каскады.
Рейнберг М. Г., Формирование знаков на экранах электронно-. вых трубок.
Сандлер А. С. и *Гусяцкий Ю. М.,* Тиристорные инверторы с ши[illegible] импульсной модуляцией для управления асинхронными [illegible] телями.
Смольников Л. П., Расчет быстродействующих нелинейных [illegible] механических систем. . . . . .
Чесноков А. А., Решающие [illegible]
Шегал Г. Л. и *Коротков Г. С.,* [illegible] . . . . . . низмы в системах управления.

ОПЕЧАТКИ

Строка	Напечатано	Должно быть
2 снизу	$\varphi(\Omega) = -\pi/2$ при $\Omega < \Omega_1$ и $\pi/2$ при	$\varphi(\Omega) = \pi/2$ при $\Omega/ < \pi/2$ и $-\pi/2$ при
4 снизу	спектров на рис. 20, *а*, *б* и *а* ясно, что удельный вес основной гар-	спектра. Но ряд Фурье представляет произвольную периодическую
6 сверху	связи	связан
[illegible] сверху	изменяющегося	изменяющего

Цена 31 коп.